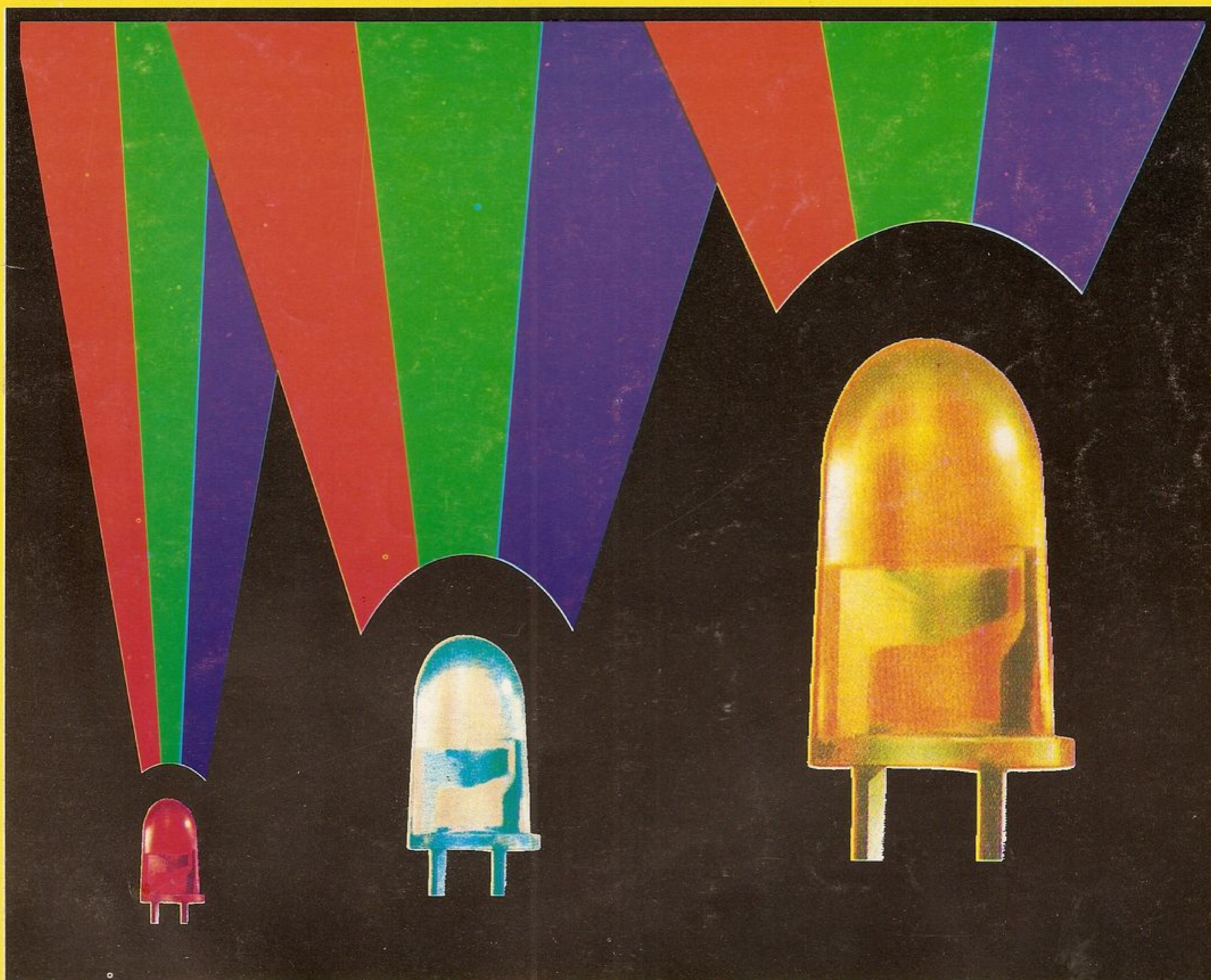
Nr ind. 357561

ELEKTRONIK HOBBY

Nr 7 1992

Cena 10.000 zł miesięcznik elektroników PAŹDZIERNIK



SPIS TREŚCI

*mgr inż.
Jolanta Dąbrowska*

Zabezpieczenie zestawów głośnikowych

Układ przedstawiony w poniższym artykule służy do zabezpieczenia kolumn głośnikowych przed skutkami uszkodzenia jakie może wystąpić w wyjściowym stopniu wzmacniacza.

Niekiedy fabrycznie jest już wbudowany układ funkcjonujący na podobnej zasadzie. Ten, który będzie tu omówiony jest zaprojektowany dla wzmacniaczy zbudowanych na półprzewodnikach. Wzmacniacze zbudowane na lampach nie wymagają takiego układu (transformator głośnikowy). Najbardziej powszechną przyczyną awarii głośników jest katastroficzne uszkodzenie wzmacniacza. Wyjątek stanowią tu wzmacniacze, do których głośniki przyłączane są poprzez kondensatory elektrolityczne, ale jest to okupione zwężeniem pasma przenoszenia. Są to z reguły wzmacniacze o mniejszej mocy.

Półprzewodniki produkowane na wytrzymanie dużego prądu takie jak bipolarne tranzystory mocy lub MOSFET - y mocy dają zazwyczaj zwarcie jeśli ulegną uszkodzeniu. Często są one podłączone bezpośrednio do szyn zasilających wzmacniacza lub poprzez rezystor o małej wartości, który nie jest w stanie efektywnie ograniczyć prąd w przypadku zwarcia. Poziom napięcia zasilania wzmacniacza jest ustalony tak, aby wyrównać piki napięcia powstające wówczas, gdy wzmacniacz wysterowuje głośnik na pełną moc. 100 watowy wzmacniacz ma szyny zasilające o napięciu przynajmniej 40V. Przy normalnych warunkach pracy ten poziom napięcia nie byłby podany na cewkę głośnika dłużej niż przez kilka sekund. Jeżeli jednak stopień wyjściowy wzmacniacza ma zwarcie, wówczas napięcie takie jest podane ciągle. W przypadku 100W wzmacniacza powoduje to rozproszenie mocy:

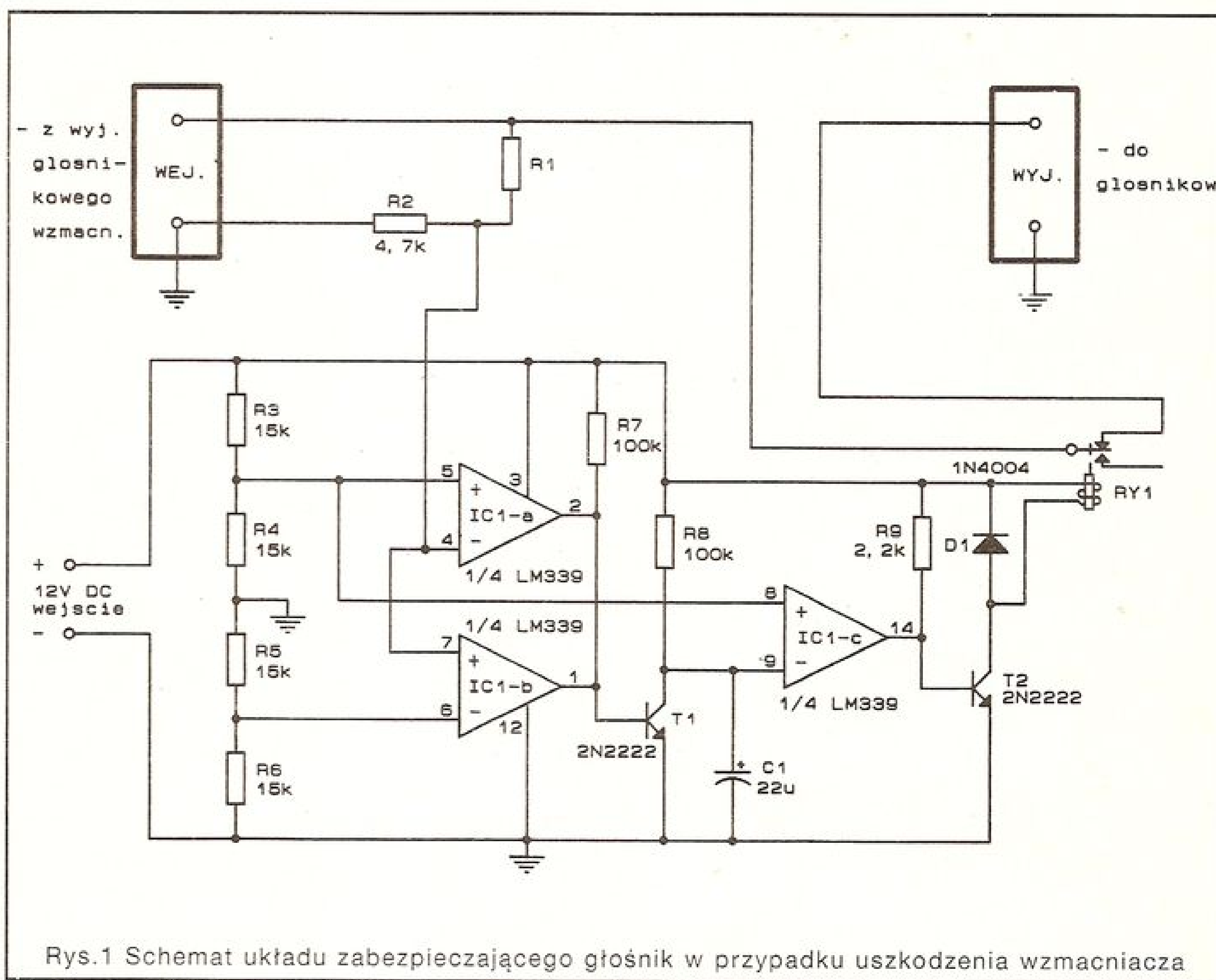
P_D=(40V/rezyst. gł.)x40V.

Rezystancja głośnika jest zazwyczaj 1-2Ω mniejsza niż impedancja. Jeżeli uszkodzony wzmacniacz jest podłączony do 100W głośnika z 7Ω rezystancją moc rozpraszana wynosi:

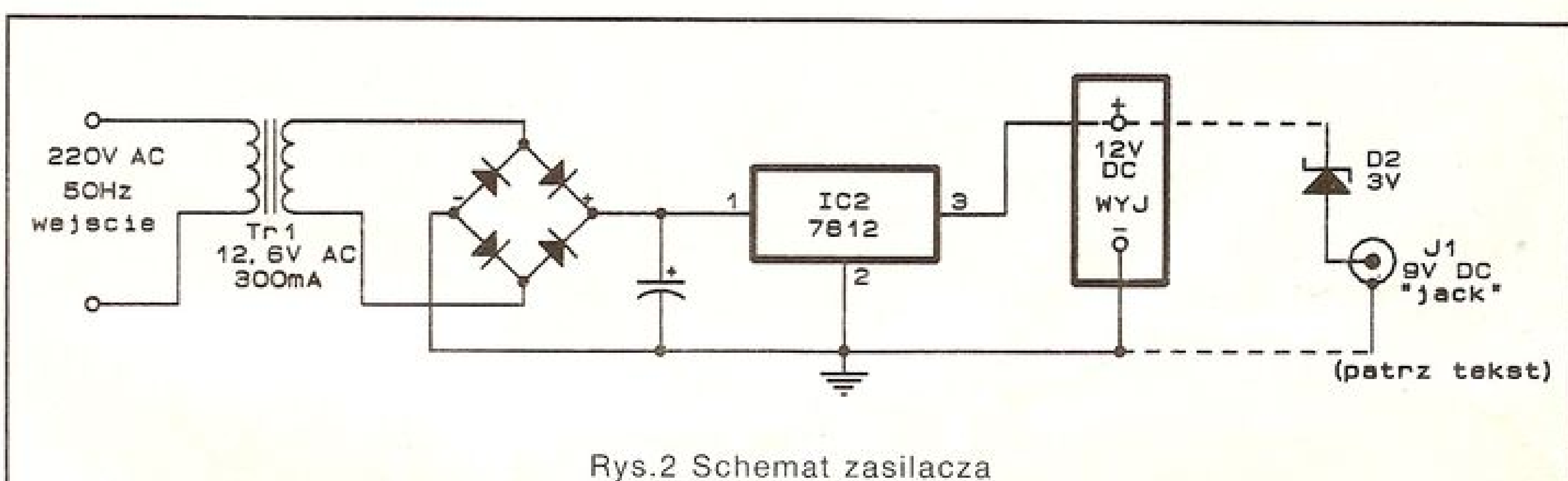
P_D = (40V/7Ω) x 40V = 228W.

Głośnik będzie w stanie rozproszyć taką moc przez parę sekund zanim cewka ulegnie uszkodzeniu na skutek przegrzania. Gdy układ zabezpieczający wykryje stałe napięcie na linii głośnika uruchomi przekaźnik, którego zestyki są połączone szeregowo z głośnikiem. Po dwóch sekundach przekaźnik rozłączy głośnik do momentu, aż napięcie stałe zostanie usunięte. Bezpiecznik jest niewystarczający w tym wypadku, ponieważ jego wartość konieczna do ochrony głośnika przed stałym napięciem byłaby i tak za mała dla pojawiających się pików podczas normalnej pracy.

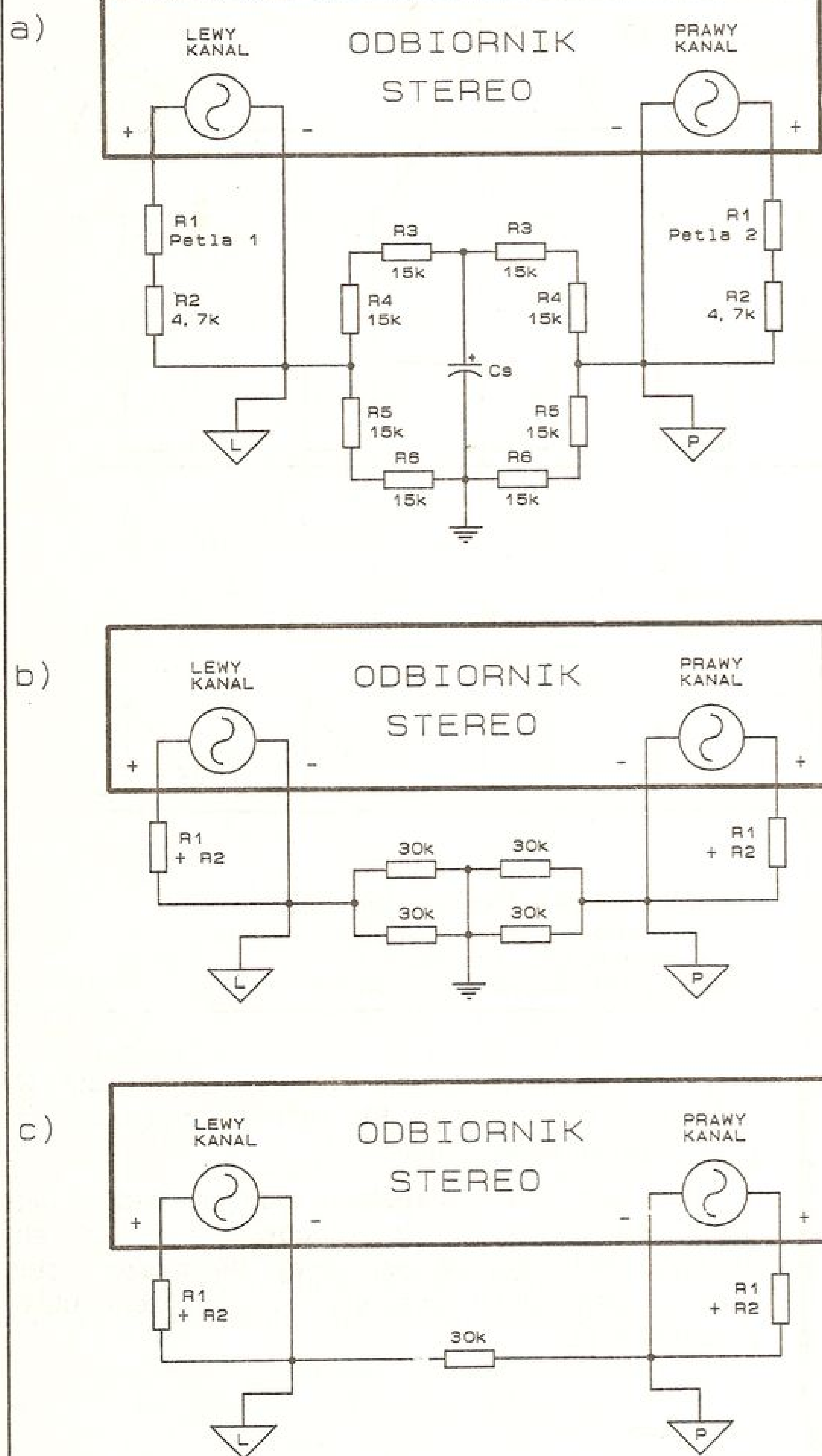
Przedstawiony tu układ zabezpieczenia głośników zezwala na występowanie pików napięcia zasilania, a jednocześnie ochrania głośnik przed stałym napięciem. Powinien on być wykorzystany jednocześnie z bezpiecznikiem o wartości skalkulowanej dla pojawiających się pików zasilania. Bezpiecznik należy umieścić tak blisko wzmacniacza jak to tylko możliwe, o ile nie w tej samej obudowie. Z tego powodu nie jest on zaznaczony na schemacie układu zabezpieczającego.



Rys.1 Schemat układu zabezpieczającego głośnik w przypadku uszkodzenia wzmacniacza



Rys.2 Schemat zasilacza



Rys.3 Układ ma dwie oddzielne masy: głośników i zasilacza, które nie mogą być ze sobą połączone
a) prąd płynący w jednej z pętli nie jest funkcją prądu płynącego w drugiej pętli
b) kondensator Cs można zastąpić przewodem
c) rezystancja równoważna pomiędzy masami głośników wynosi 30k

Opis układu.

Schemat układu zabezpieczającego głośnik jest pokazany na Rys.1, a źródła zasilania na Rys.2.

Z jednego źródła mogą być zasilane aż cztery układy, chociaż większość zastosowań wymaga tylko jednego lub dwóch układów w jednej obudowie. Dodatkowo podłączone gniazdo "jack" z napięciem 9V DC może być wykorzystane do zasilania pedału nożnego lub freza eliminując konieczność użycia transformatora sieciowego w przypadku, gdy układ służy do zabezpieczania głośników wzmacniacza gitarowego. Powróćmy do schematu pokazanego na Rys.1. Dzielnik napięciowy utworzony z rezystorów R3÷R6 jest wykorzystany do spolaryzowania wejść komparatora okienkowego utworzonego przez IC1-a i IC1-b. Wejścia są spolaryzowane na +3V i -3V. Dzielnik napięciowy również dostarcza 9V odpowiednio na dodatnie wejście komparatora IC1-c.

Rezystory R1 i R2 tworzą wejściowy dzielnik napięciowy zasilany z końcówek głośnikowych wzmacniacza audio. Dzielnik wejściowy jest odniesiony do masy analogowej, a wyjście jest podłączone do dodatnich i ujemnych wejść komparatora (IC1-a i IC1-b). Wyjścia układów IC1-a i IC1-b są typu "otwarty kolektor", połączone są razem i utrzymują stan wysoki poprzez rezystor R7. Tworzy to funkcję OR i kompletuje okno komparatora. Kiedy napięcie na wyjściu dzielnika R1-R2 przekroczy odpowiednie poziomy ustalone poprzez dzielnik R3, R4, R5 i R6, wyjście komparatora okienkowego spadnie do stanu niskiego i zatka tranzystor T1.

Wejściowe napięcie, przy którym jest to możliwe jest określone przez wartość rezystora R1. Wzór matematyczny pozwalający na obliczenie wartości R1 będzie przedstawiony w dalszej części tego artykułu.

Tranzystor T1 jest wyłączony kiedy na wyjściu komparatora okienkowego jest stan niski, pozwalając w ten sposób kondensatorowi czasującemu C1 na rozpoczęcie ładowania poprzez rezystor R8.

Przy normalnych warunkach wejściowych (sygnał audio AC) wyjście komparatora okienkowego powróci do poziomu wysokiego kiedy wejście powróci do przedziału ±3V. To polaryzuje T1 w kierunku przewodzenia i natychmiast rozładowuje C1. Jeśli sygnał DC wzrośnie wystarczająco, aby przerzucić komparator w stan wejściowy, to T1 pozos-

Adres Redakcji

P.W. "ARTCOM", Redakcja "ELEKTRONIK HOBBY", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1
tel. 418-84 wew. 32
Redaguje zespół:
Janusz Mikowicz - red. nacz. Janusz Romanowski, Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk, Dariusz Mickiewicz
Stali współpracownicy:
Bieńkowski Dariusz, Dąbrowski Witold, Krzysztofek Robert, Kusiak Andrzej, Pędzik Zbigniew, Rode Aleksander, Szczęśniewicz Sławomir, Wrotek Witold.
Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.
Materiałów niezamówionych redakcja nie zwraca.
Skład - P.W. "ARTCOM" (Atari TT, program DMC Calamus SL)
Wydawca - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im W.Kulerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

Nakład: 100.000 egz.
Numer zamknięto 25.08.1992.

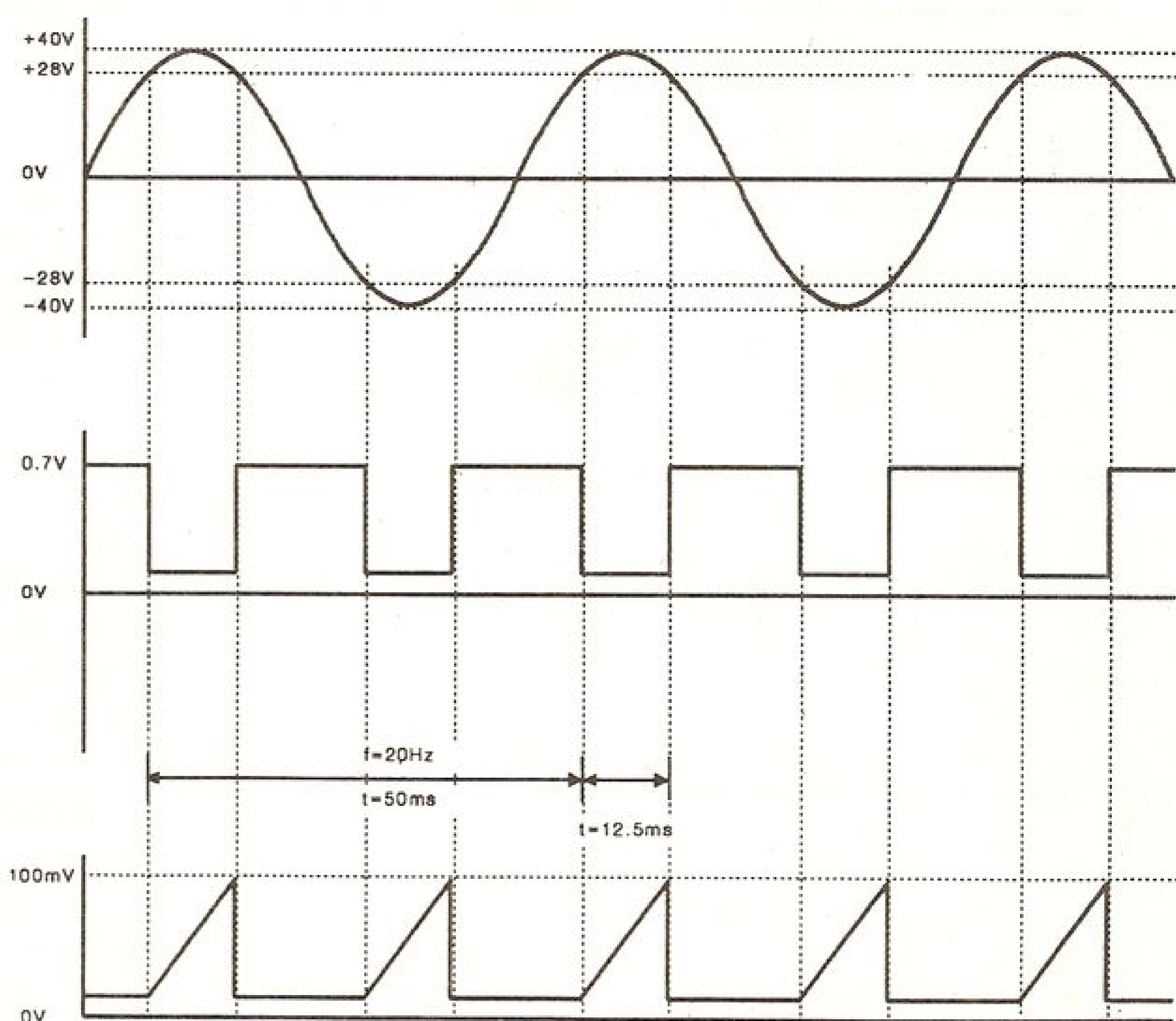
c.d. ze str. 3

mgr inż. Jolanta Dąbrowska

tanie w stanie wyłączonym, a C1 będzie się ładować, aż do osiągnięcia 9V w odniesieniu do masy zasilania. Kiedy C1 osiągnie 9V przerzuci komparator IC1-c powodując stan wysoki na jego wyjściu i polaryzację T2 w kierunku przewodzenia poprzez rezystor R9. Nasycony T2 załącza przekaźnik RY1, który w tym momencie rozłącza głośnik.

Dioda D1 zabezpiecza tranzystor T2 przed krótkimi impulsami polaryzacji wstecznej generowanymi przez cewkę przekaźnika. Układ ma dwie oddzielne masy: masę głośnika i masę zasilania. Pod żadnym warunkiem masy te nie mogą być ze sobą połączone. Jeżeli używane są razem dwa układy, to wówczas są obecne trzy oddzielne masy: masa zasilacza i masa głośnika dla dwóch układów (Rys.3a).

Niektóre wzmacniacze stereo, szczególnie te używane w radioodbiornikach samochodowych mają wyjścia różnicowe dla każdego kanału i nie mogą być połączone razem.



Rys. 4 Przebiegi falowe dla układu zabezpieczającego
a) wejściowy sygnał testujący
b) napięcie na bazie tranzystora T1
c) napięcie na kolektorze tranzystora T1

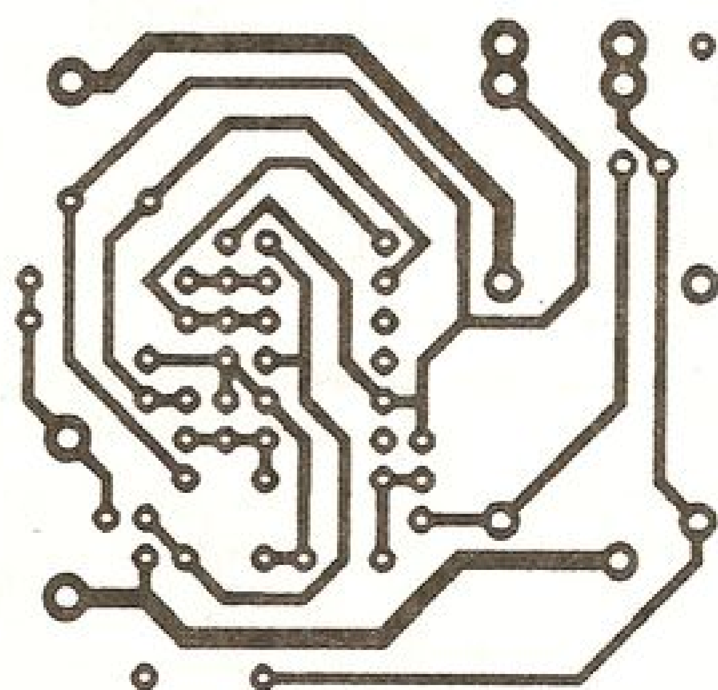
Rysunki 3a, b, c są to zmiennoprądowe modele pokazujące równoważne połączenia pomiędzy dwoma układami pracującymi z jednym zasilaczem.

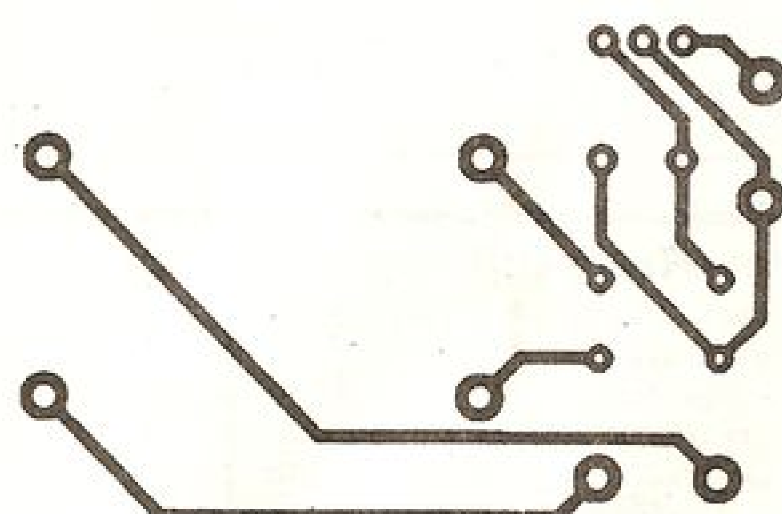
Rys.3a jasno pokazuje, że prąd płynący zarówno przez pętlę 1 jak i pętlę 2 nie jest w funkcji drugiego. Masy głośnika powracają do wspólnej szyny zasilającej poprzez dzielnik napięciowy R3÷R6. Rys.3b pokazuje, że kondensator Cs zasilacza z Rys.3a, który jest widziany jako zwarcie dla AC zastąpiony został przewodem. Na koniec Rys.3c pokazuje, że jednakowe rezystory między masami głośników zostały zastąpione jednym rezystorem o wartości 30kΩ. Pod żadnym pozorem nie można zwierać razem obu mas!. Jeżeli masy głośników są połączone wewnątrz wzmacniacza, to nie powinny być połączone przy obudowie układu zabezpieczającego głośnik. Przez końcówki połączone do masy każdego głośnika płynie duży prąd i połączenie oddzielnych końcówek gdzieś poza wzmacniaczem prowadzi do uszkodzeń.

Obliczenia.

W celu obliczenia wartości rezystora R1, który określa czas jaki kondensator C1 potrzebuje do uzyskania 9V, zostanie przedstawiona poniżej przykładowa analiza.

Pierwszy krok to określenie napięcia skutecznego (RMS) dochodzącego do końcówek głośnika, aby uzyskać nominalną wartość mocy. Dla naszych obliczeń będziemy posługiwać się wzmacniaczem 100W i głośnikiem 8Ω.


Rys.5 Schemat obwodu drukowanego układu zabezpieczającego głośnik


Rys.6 Schemat obwodu drukowanego zasilacza

Korzystamy z równania:

$P = I^2 \times R$

$I = (P/R)^{1/2}$

$I = (100W/8\Omega)^{1/2}$

$I = 3.53A$

Wiemy, że:

$V = I \times R$

$V = 3.53A \times 8\Omega = 28.24V_{RMS}$

Na koniec korzystając z tego, że:

$P = I \times U$

mamy $P = 3.53A \times 28.24V = 99.68W$

Obliczając wartość R1 korzystamy z równania:

$(V_{IN} \times R2/V_{OUT}) - R2 = R1$

$R1 = (28.24V \times 4.7k/3V) - 4.7k = 39.6k$

W celu obliczenia wartości bezpiecznika zabezpieczającego wzmacniacz przed zwarciem korzystamy z równania:

$V_P = V_{RMS}/0.707$

$V_P = 28.24V/0.707 = 40V$

$I = V_P/R$

$I = 40V/8\Omega = 5A$

Chcąc uniknąć tych wszystkich obliczeń można skorzystać z wartości podanych w tabeli 1.

Następny krok to obliczenie maksymalnego czasu, w ciągu którego kondensator C1 naładuje się i osiągnie pełne napięcie zanim rozładuje się przy normalnych warunkach pracy.

Przeprowadzenie tej analizy jest konieczne w celu sprawdzenia czy układ nie przełączy się fałszywie w chwili dużego piku prądowego.

Do analizy układu zabezpieczenia głośnika przyjmijmy najniższą częstotliwość z zakresu audio, to jest 20Hz. Ma ona najdłuższy okres równy 50ms.

Kondensator C1 ładuje się zawsze kiedy napięcie wejściowe przewyższy napięcie RMS konieczne do wytworzenia 100W jeżeli R1 = 39.6k. Rysunek 4 pokazuje przebiegi falowe dla układu. Pokazany jest wejściowy sygnał testujący (a), napięcie na bazie tranzystora T1 (b) oraz napięcie na kolektorze tranzystora T1(c).

W celu obliczenia czasu, w którym amplituda fali wejściowej znajduje się w przedziale od 28V do 40V (Rys.4a) przyjmijmy oznaczenia:

e_I – napięcie chwilowe ($28.24V_{RMS}$)

E_M – napięcie maksymalne lub pik napięcia (40V)

f – częstotliwość (20Hz)

PI = 3.14 – stała matematyczna

t – czas, w którym amplituda sygnału wejściowego osiągnie $28.24V_{RMS}$

Wychodzimy z równania:

$e_I \doteq E_M \times \sin(360 \times f)$

Dzielimy stronami przez E_M

$e_I/E_M = \sin(360 \times f)$

dalej $\sin^{-1}(e_I/E_M) = 360 \times f$

dzielimy stronami przez 360 x f i otrzymujemy szukaną wielkość

$(\sin^{-1}(e_I/E_M))/360 \times f = t$

Podstawiając dane liczbowe otrzymujemy:

$t = (\sin^{-1}(28.24/40))/360 \times 20 = 45/7200 = 6.25ms$

Wielkość ta stanowi 1/8 całego okresu (50ms). W tym samym czasie amplituda wejściowej fali sinusoidalnej nie tylko narasta do poziomu 28.24V, ale również z tego poziomu spada do zera.

$6.25 \times 2 = 12.5ms$

W związku z tym całkowity czas, w ciągu którego kondensator C1 musi się naładować wynosi 12.5ms.

Następnym i ostatnim krokiem jest obliczenie napięcia na kondensatorze C1 w czasie t = 12.5ms.

Przyjmijmy kolejne oznaczenia:

e_C – napięcie na kondensatorze w czasie t

E – napięcie zasilania (12V)

e – 2.718 – stała matematyczna

t = 12.5ms

C = 22µF

R = 68k

Korzystamy z równania:

$e_C = E \times (1 - e^{-t/R \times C})$

Po podstawieniu wartości liczbowych mamy:

$e_C = 12V(1 - 2.718^{-12.5ms/68k \times 22F}) = 12 \times 0.0084 = 100mV$

Układ zabezpieczenia głośnika odłączy wzmacniacz od głośnika po 2 sekundowej przerwie przy wykorzystaniu następujących elementów: R8 = 68k, C1 = 22µF.

Popatrzmy jak to obliczyć:

$e_C = E \times (1 - e^{-t/RC})$

$t = R \times C[\ln(E/(E - e_C))]$

$t = 68k \times 22\mu F[\ln(12/(12 - 9))] = 1.49 \times 1.39 = 2s$

gdzie E – napięcie zasilania (12V)

e_C – napięcie na kondensatorze (9V)

Aby zmienić opóźnienie dla układu należy wykorzystać zależność:

$R8 = t/1.39 \times C$

w celu obliczenia innej wartości R8.

Konstrukcja układu.

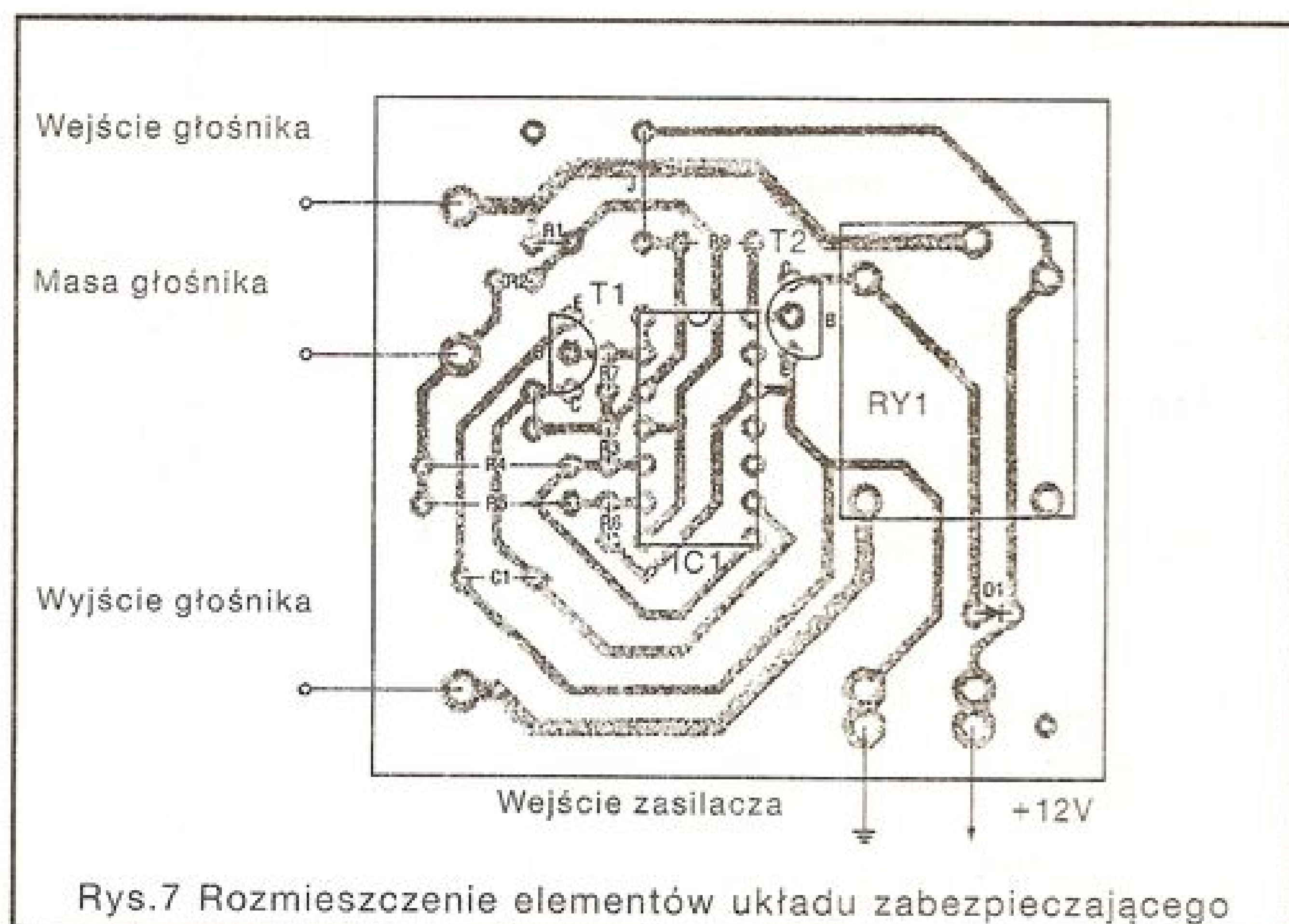
Konstrukcja układu zależy w dużej mierze od użytkownika. Chcąc wykorzystać go do zabezpieczenia głośników stereo w samochodzie należy zastąpić R4 i R5 diodami Zenera o napięciu 3V. Zagwarantuje

c.d. ze str. 5

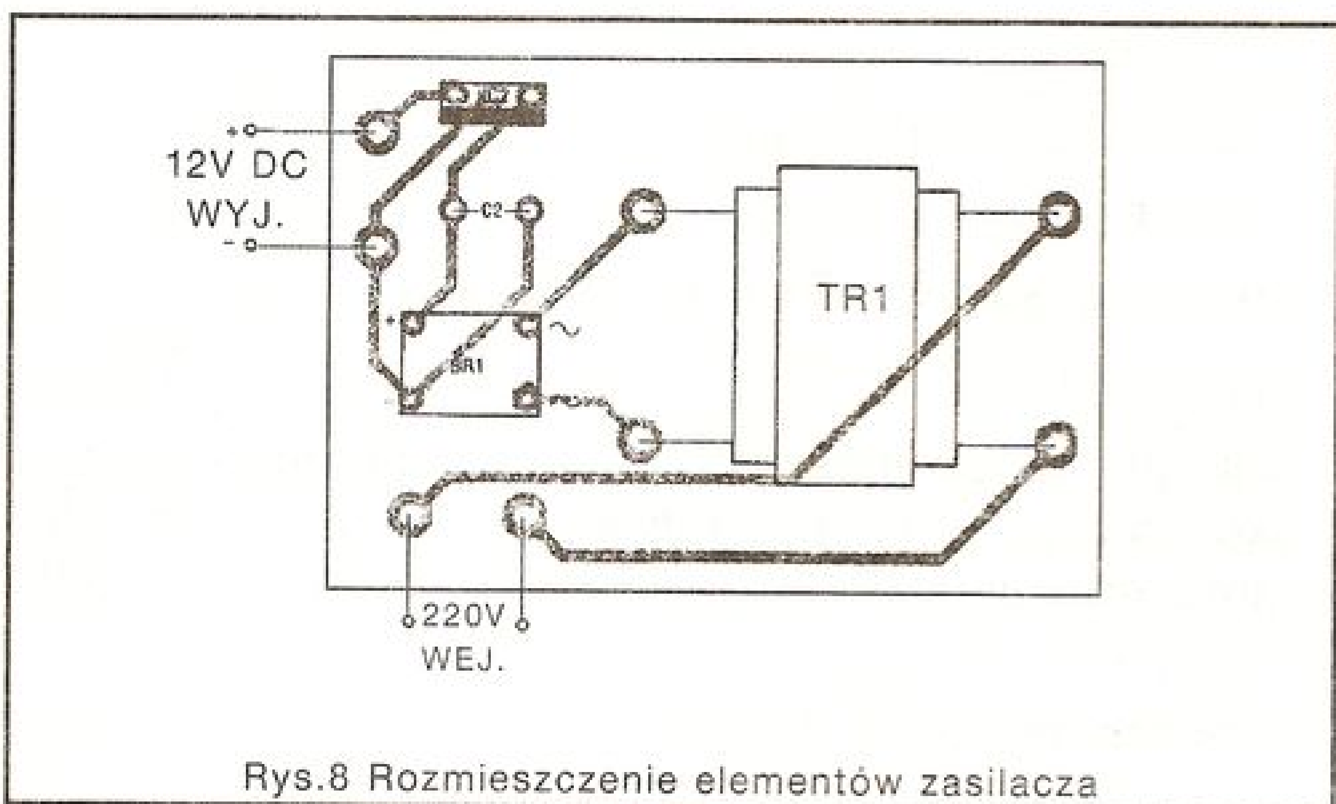
mgr inż. Jolanta Dąbrowska

to, że napięcia odniesienia komparatora okienkowego w stosunku do masy analogowej, będą niezależne od stałego napięcia zasilającego. Dla mocy poniżej 100W można użyć przekaźnika o obciążalności styków 5A, a powyżej 100W konieczny jest 15 amperowy. Schematy obwódow drukowanych urządzenia właściwego oraz zasilacza są pokazane na Rys.5 i 6.

Z kolei Rys.7 pokazuje rozmieszczenie elementów dla układu zabezpieczającego z wykorzystaniem przekaźnika 5 amperowego. Rozmieszczenie elementów dla zasilacza jest pokazane na Rys.8.



Rys.7 Rozmieszczenie elementów układu zabezpieczającego



Rys.8 Rozmieszczenie elementów zasilacza

Tabela 1.

Moc wyj. wzmacn. [W]	4Ω				8Ω			
	RMS [V]	nap. [V]	R1 [kΩ]	bezp [A]	RMS [V]	nap. [V]	R1 [kΩ]	bezp [A]
10	6.3	8.9	5.2	2.2	8.9	12.7	9.2	1.6
20	8.9	12.7	9.2	3.2	12.7	17.9	15.2	2.2
30	11.0	15.5	12.5	3.9	15.5	21.9	19.6	2.7
35	11.8	16.7	13.8	4.2	16.7	23.7	21.5	3.0
40	12.7	17.9	15.2	4.5	17,9	25.3	23.3	3.2
50	14.1	20.0	17.4	5.0	20.0	28.3	26.6	3.5
60	15.5	21.9	19.6	5.5	21.9	31.0	29.6	3.3
75	17.3	24.5	22.4	6.1	24.5	34.7	33.7	4.3
85	18.4	26.0	24.1	6.5	26.0	36.9	36.0	4.6
100	20.0	28.3	26.6	7.0	28.3	10.0	39.6	5.0
120	21.9	31.0	29.6	7.8	31.0	43.8	43.9	5.5
140	23.7	33.5	32.4	8.4	33.5	47.3	47.8	5.9
150	24.5	34.7	33.7	8.7	34.7	49.0	49.7	6.1
175	26.5	37.4	36.8	9.4	37.4	52.9	53.9	6.6
200	28.3	40.0	39.6	10.0	40.0	56.6	58.0	7.0
250	31.6	44.7	44.8	11.2	44.7	63.3	65.3	7.9
300	34.7	49.0	49.7	12.3	49.0	69.3	72.0	8.7

Wykaz elementów:

Wszystkie rezystory 0.25W, 10%

R1 – wartość zależna od użytkownika (patrz tekst i tabela 1)

R2 – 4.7k

R3÷R6 – 15k

R7, R8 – 100k

R9 – 2.2k

Kondensatory

C1 – 22μF, 35V, elektrolityczny

C2 – 470μF, 35V, elektrolityczny

Półprzewodniki

IC1 – LM 339N poczwórny komparator napięciowy z wyjściem "open – collector"

IC2 – 7812 – ştabilizator napięcia 12V

D1 – 1N4004

D2 – dioda Zenera 3V

T1, T2 – 2N2222 tranzystor typu n–p–n

BR1 – mostek prostowniczy, 1A

Inne elementy:

Tr1 – transformator 220/12V AC, 300mA

RY1 – przekaźnik 12V o obciążalności styków 5A lub 15A

I1 – gniazdo wyjściowe zasilacza typu "jack" (w zależności od potrzeb użytkownika)

Opracowano na podstawie:

Radio Electronics sierpień 1991

mgr inż.
Witold Wrotek

ELEKTRONIK
Nr 7 HOBBY 1992

Miernik napięcia sieci

Opisany poniżej przyrząd jest jednozakresowym miernikiem do pomiaru napięcia sieci.

Rezystor R1 zabezpiecza diodę Zenera (D1) przez ograniczenie prądu ładowania kondensatora C1 do bezpiecznej wartości.

Wartość kondensatora C2 dobrano w celu ograniczenia wpływu szybkich wahnięć mierzonego napięcia na wskazania miernika. W zależności od indywidualnych potrzeb powinna ona zawierać się w przedziale od 20 do 220[μF].

Może się zdarzyć, że po pewnym czasie układ rozreguluje się. Powodem tego może być dryft wywołany przez nagrzanie się elementów: D1 i R5. Ponieważ na płytce drukowanej rezystory: R4 i R5 są położone blisko siebie, może okazać się konieczne zamontowanie w miejsce R4 metalizowanego rezystora o wartości 27k4.

Do kalibracji przyrządu potrzebny będzie nastawny transformator. Po podłączeniu go do miernika należy ustawić minimalną wartość napięcia, którą chcemy mierzyć i regulując P2 spowodować, aby miernik wskazał 0[A]. Następnie należy zwiększyć napięcie z transformatora do maksymalnej wartości jaką chcemy mierzyć i przy pomocy P1 spowodować, aby miernik wakazał 50[A]. Zalecane jest doświadczalne wyskalowanie miernika z dokładnością do, powiedzmy, 10[V].

UWAGA !

Ponieważ w układzie występują niebezpieczne wartości napięć, podczas pracy należy zachować ostrożność i zadbać o odpowiednią izolację. Nigdy nie należy pracować przy układzie podłączonym do sieci. W czasie strojenia należy przestrzegać wszystkich reguł obchodzenia się z urządzeniami elektrycznymi, a przed dotknięciem jakiejś części upewnić się (wkrętak z neonówką, miernik) czy nie jest ona pod napięciem. Układ użytkowy należy zamknąć w bezpiecznej, nieprzewodzącej obudowie.

Spis elementów:

Rezystory:

R1 - 470Ω

R2 - 4M7

R3 - 220Ω

R4 - 27k

R5 - 100k/1,5W

R6 - 8k2

P1 - 10k

P2 - 2k5

Kondensatory:

C1 - 100nF/400V

C2 - 100μF/10V

C3 - 22μF/350V

Półprzewodniki:

D1 - dioda Zenera, 47V/1W

D2 - 1N4007

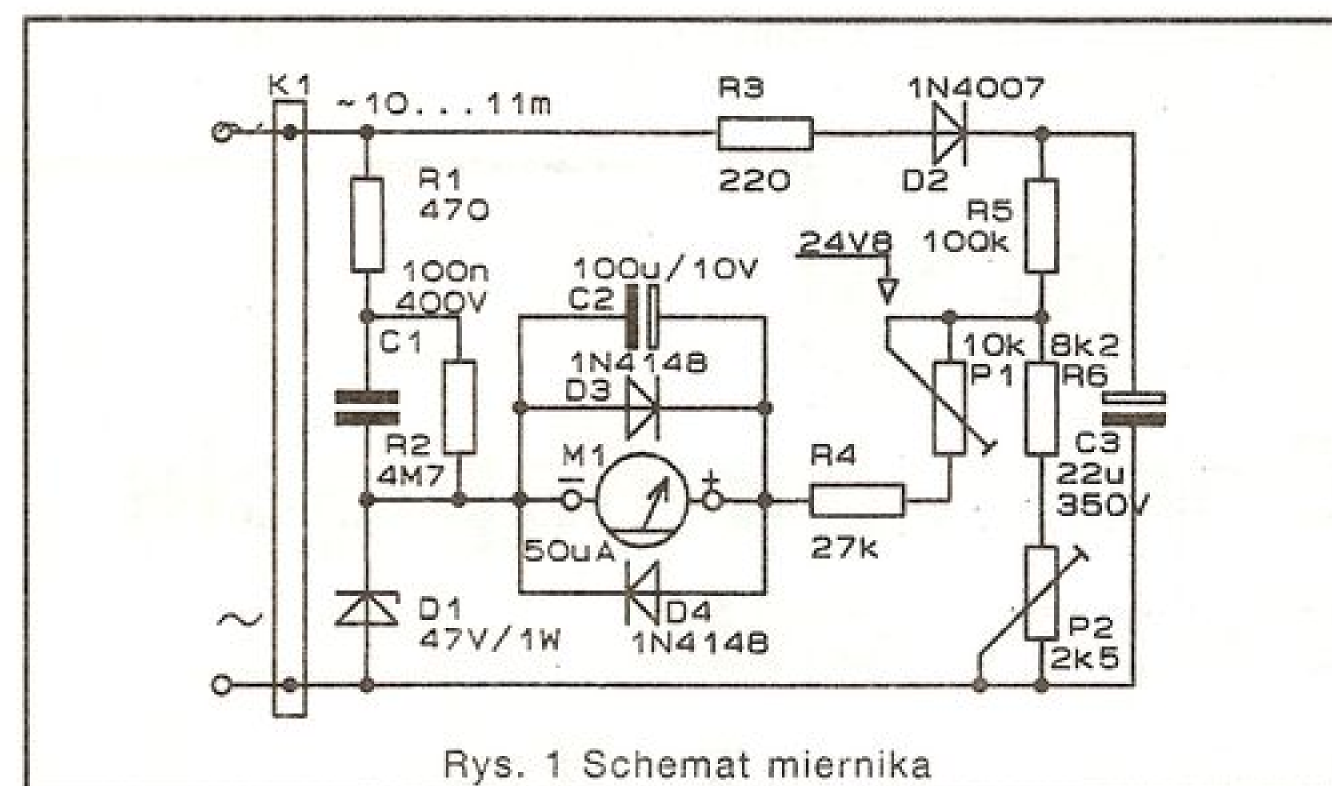
D3, D4 - 1N4148

Inne:

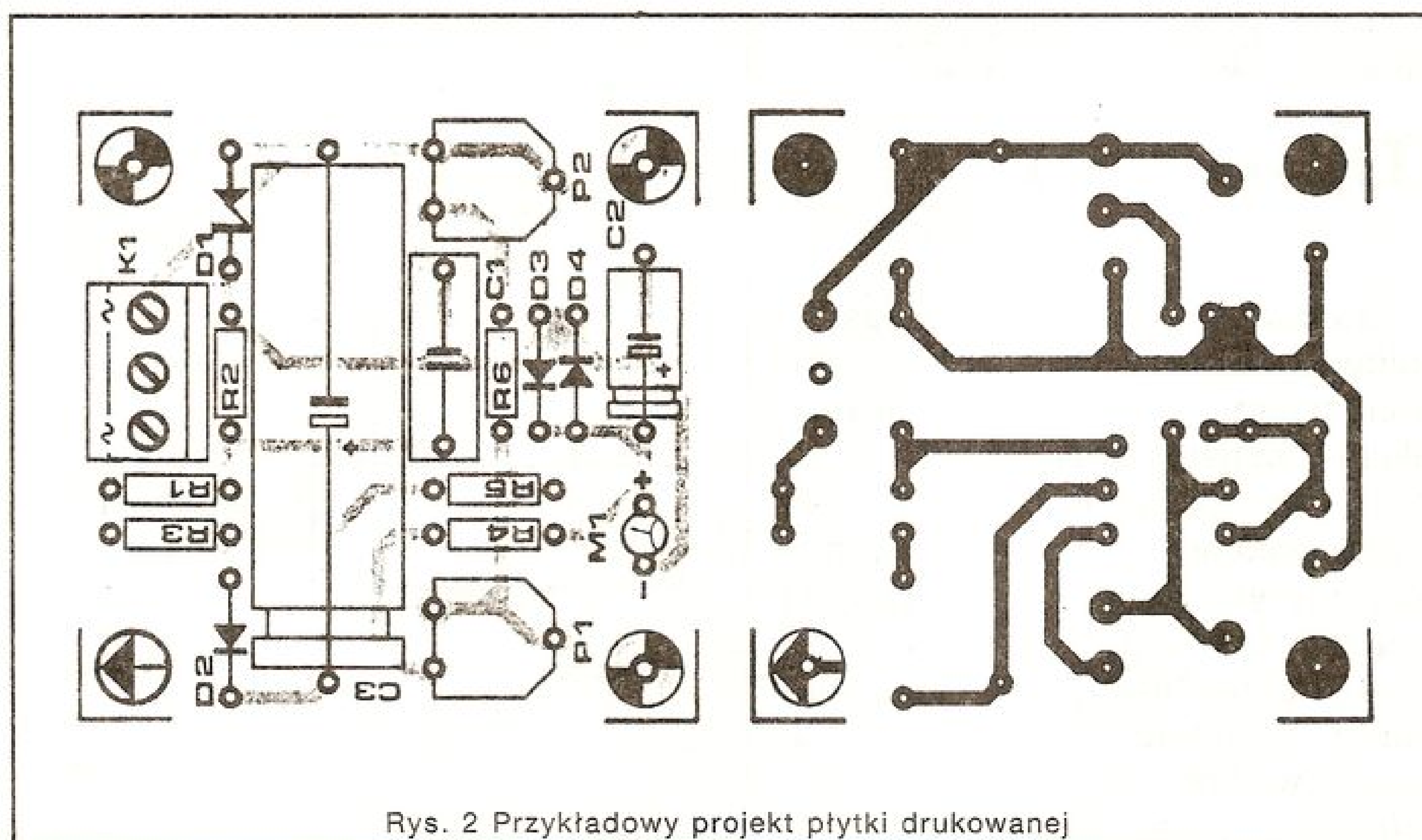
M1 - miernik z ruchomą cewką (magnetoelektryczny) o zakresie do 50[μA].

Opracowano na podstawie:

Elektor Electronics, July/August 1990



Rys. 1 Schemat miernika



Rys. 2 Przykładowy projekt płytki drukowanej

Leszek Madeja

Generator kraty

Generator kraty GSP-1 produkowany w Dniepropietrowsku (rys.1) przeznaczony jest do regulacji zunifikowanych telewizorów ULPCT-59-II, ULPCT-61-II i ich modyfikacji. Oczywiście bez większych problemów można stosować generator z innymi typami telewizorów. Za pomocą generatora można ustawić liniowość i rozmiary rastra, zbieżność statyczną i dynamiczną oraz korygować zniekształcenia poduszkowe. Instrukcja dostarczona przez producenta zaleca zasilanie (i jednoczesną synchronizację) generatora ujemnymi impulsami linii (zacisk X1) uzyskiwanymi z bloku zbieżności (lub odchylania). Zacisk X2 łączymy z masą, a wyjście generatora z wejściem video telewizora.

Po włączeniu telewizora ''jaskrawością'' i ''kontrastem'' ustawiamy prawidłowy obraz kraty. Jeśli trzeba to korygujemy częstotliwość synchronizacji pionowej i poziomej, tak aby uzyskać stabilny obraz. Regulację telewizora wykonujemy zgodnie z instrukcją serwisową odbiornika.

Elementy półprzewodnikowe

(w nawiasie odpowiedniki krajowe lub zachodnie):

T1...T4 – KT315A (BC 108)

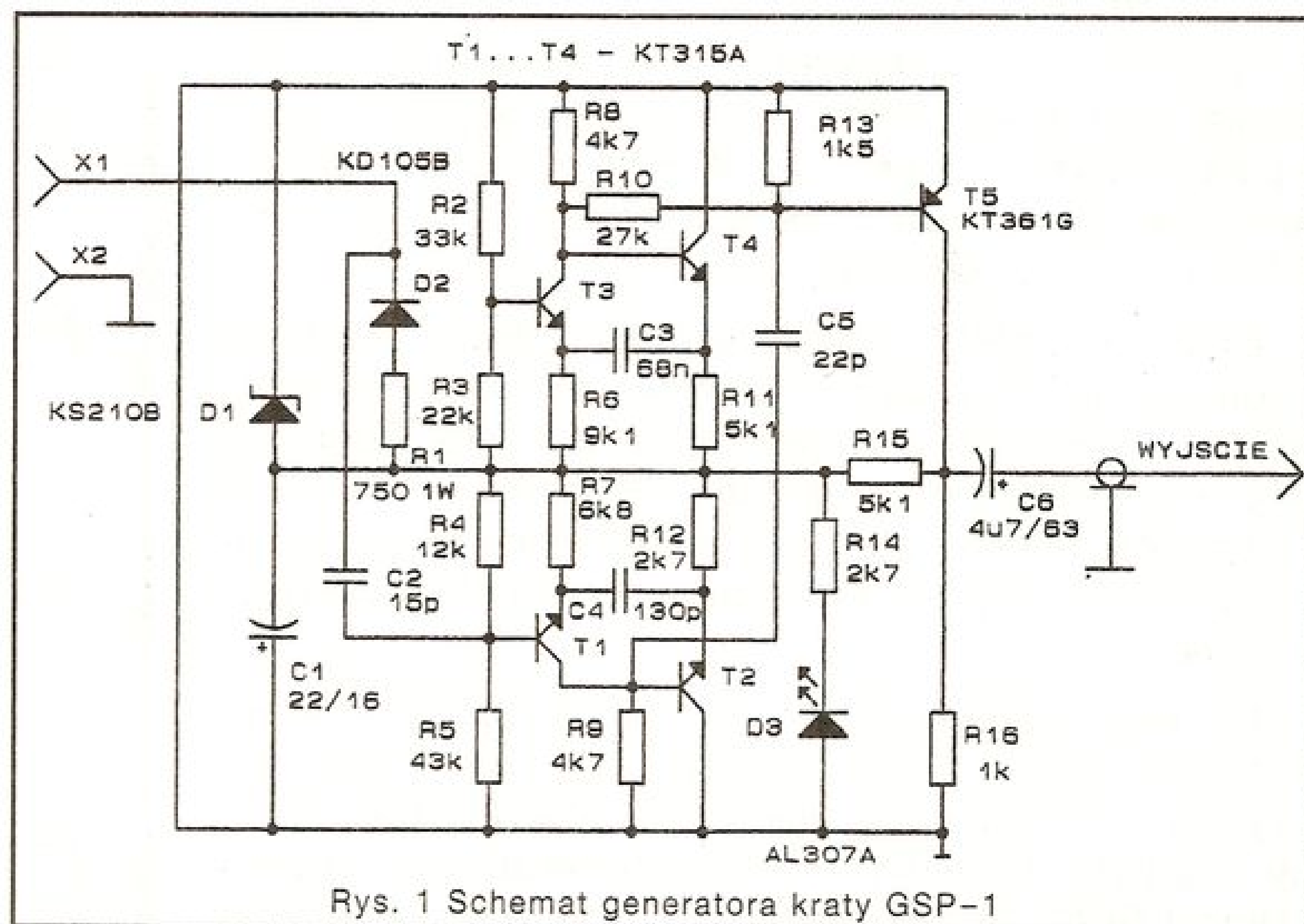
T5 – KT361Г (BC 178)

D1 – KЦ210Б (dioda Zenera małej mocy 10V, np. BZP683-C10)

D2 – KД105Б (BA157, BYP150-400)

D3 – AЛ307A (czerwona LED, np.CQYP441)

Na koniec uwaga dla tych, którzy zechcą wykonać generator – producent podaje, że wartości rezystorów R7 i R10 są dobierane w czasie uruchamiania.



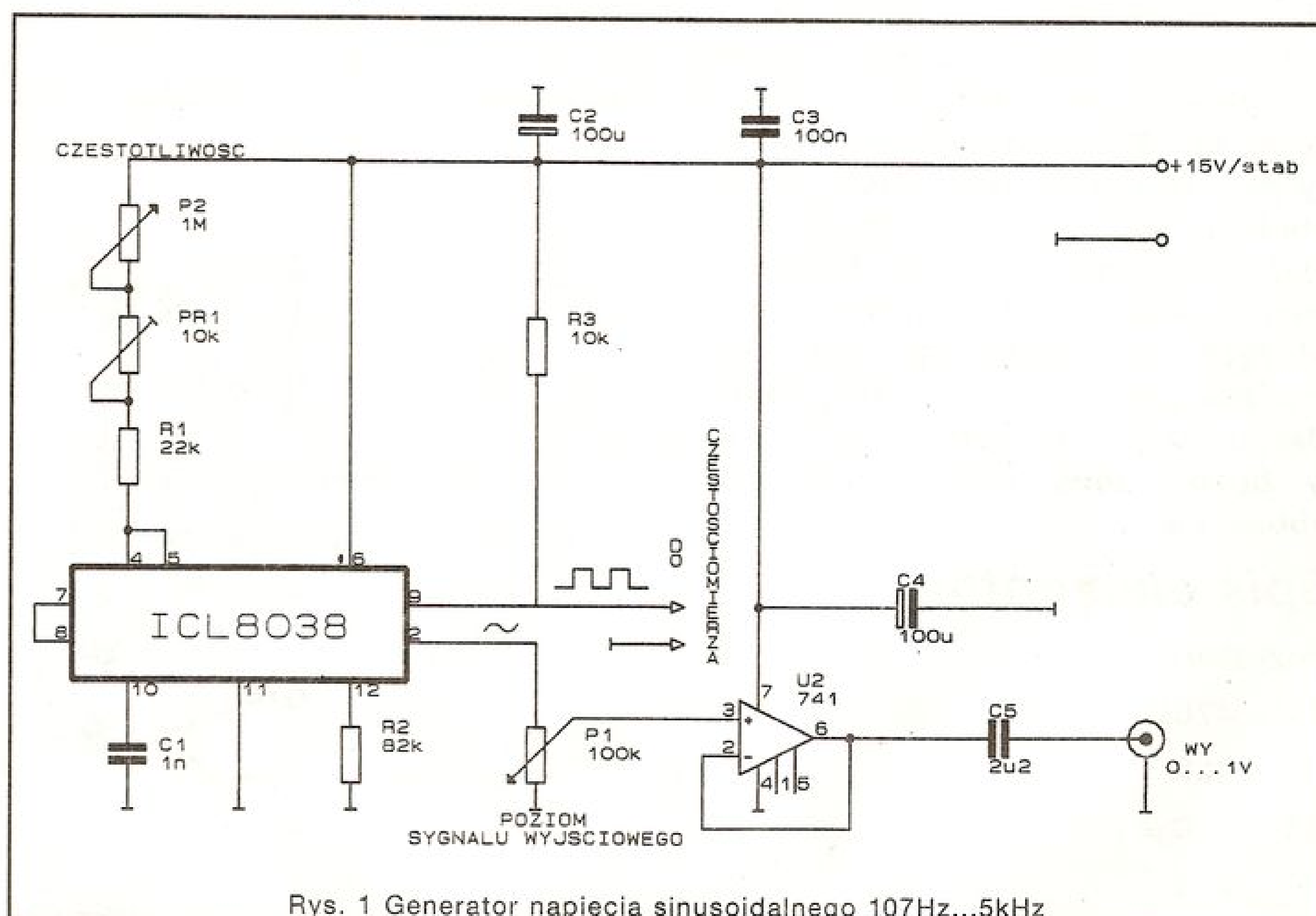
Rys. 1 Schemat generatora kraty GSP-1

Andrzej Kusiak

Generator napięcia sinusoidalnego m.cz. z częstościomierzem

Generator przebiegu sinusoidalnego 170Hz...5kHz z częstościomierzem – liniowym przetwornikiem częstotliwości 170Hz ... 5kHz na prąd 0.17...5mA jest przeznaczony do zdejmowania charakterystyk stopni m.cz. w urządzeniach radiokomunikacyjnych. Pomiar napięcia i częstotliwości sygnału z generatora przeprowadza sie multimetrem cyfrowym lub analogowym miernikiem uniwersalnym (np. UM-Z4).

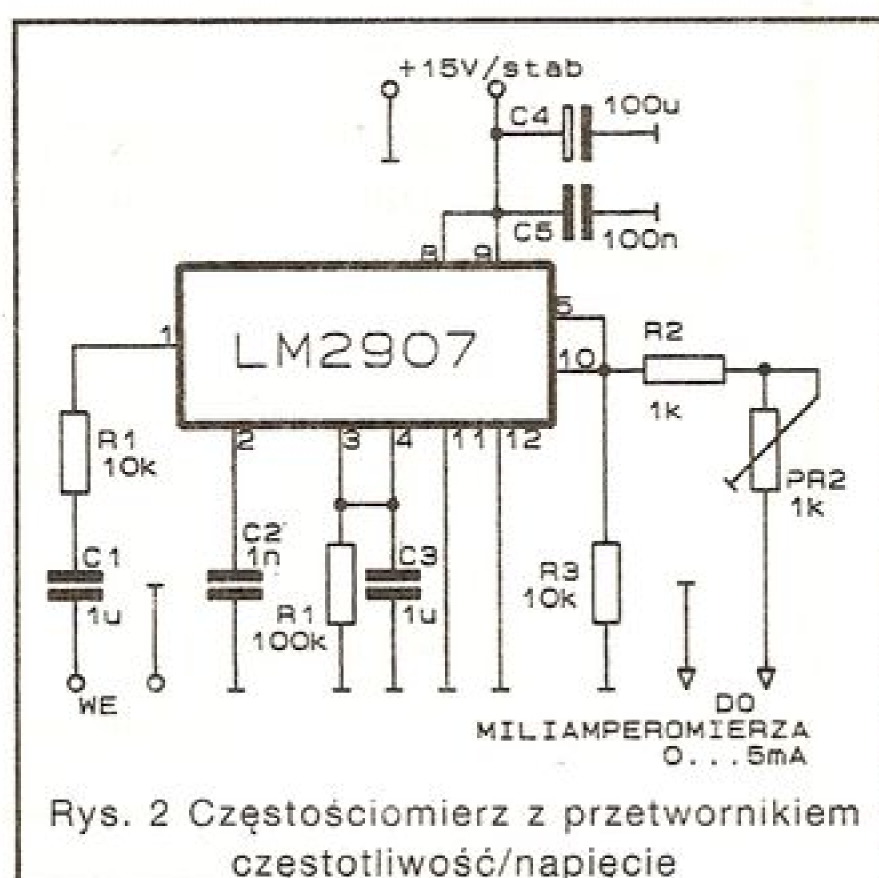
Generator napięcia sinusoidalnego pracuje na monolitycznym generatorze wielofunkcyjnym ICL8038



Rys. 1 Generator napięcia sinusoidalnego 107Hz...5kHz

c.d. ze str. 8

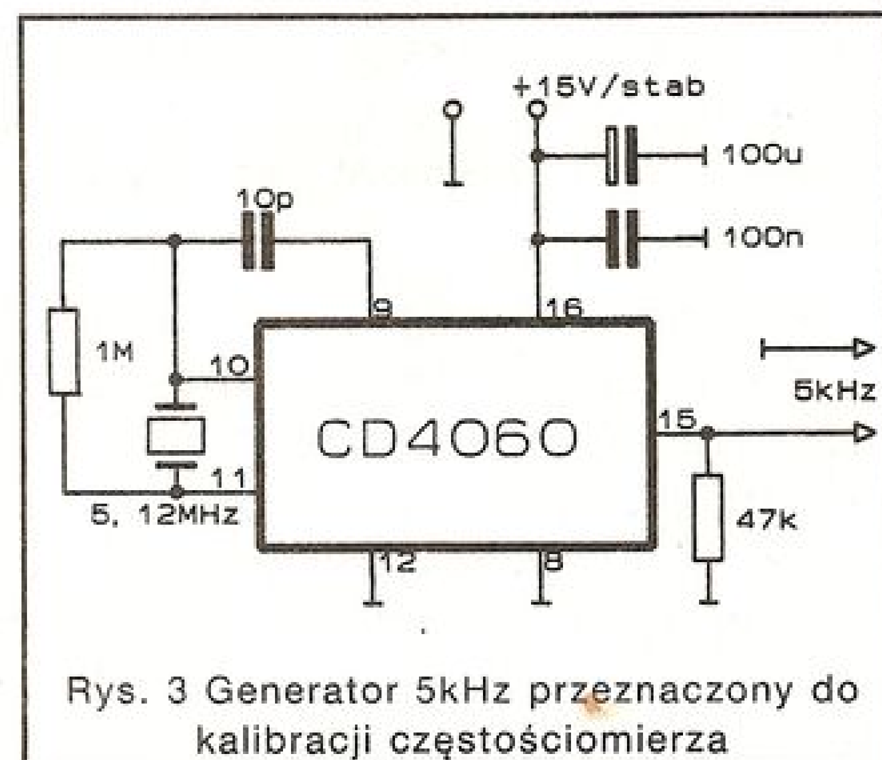
(Rys.1). Przebieg sinusoidalny z tego generatora jest podawany na wyjście poprzez wtórnik napięciowy na wzmacniaczu operacyjnym 741, natomiast przebieg prostokątny jest doprowadzany na wejście częstościomierza. Napięcie wyjściowe jest regulowane w granicach od 0 do 1V potencjometrem P1. Potencjometr montażowy PR1 służy do ograniczenia maksymalnej częstotliwości wyjściowej – 5kHz. Jako częstościomierz wykorzystano przetwornik częstotliwość/napięcie LM2907 (Rys.2). Kalibracja częstościomierza sprowadza się do podania na jego wejście przebiegu o częstotliwości 5kHz i ustawieniu potencjometrem montażowym PR2 na miliamperomierzu wartości 5.00mA. Do tego celu może służyć przedstawiony na Rys.3 generator kwarcowy 5.12MHz z dzielnikiem częstotliwości przez 2^{10} = 1024 na cyfrowym układzie CMOS CD4060. Sam generator kwarcowy nie musi być kalibrowany, ponieważ błąd w ustawieniu częstotliwości niekalibrowanego generatora kwarcowego jest co najmniej o rząd wielkości mniejszy od błędu przetwarzania przetwornika LM2907. Błąd pomiaru częstotliwości nie przekracza 1%. Napiecie zasilające układ scalony LM2907 powinno być stabilizowane.



Rys. 2 Częstościomierz z przetwornikiem częstotliwość/napięcie

f[kHz]	I[mA]
5	5.00
4	4.04
3	3.03
2	2.02
1	1.01
0.5	0.50
0.2	0.20
0.1	0.10

Tablica liniowości przetwarzania częstotliwości na prąd



Rys. 3 Generator 5kHz przeznaczony do kalibracji częstościomierza

mgr inż.
Witold Wrotek

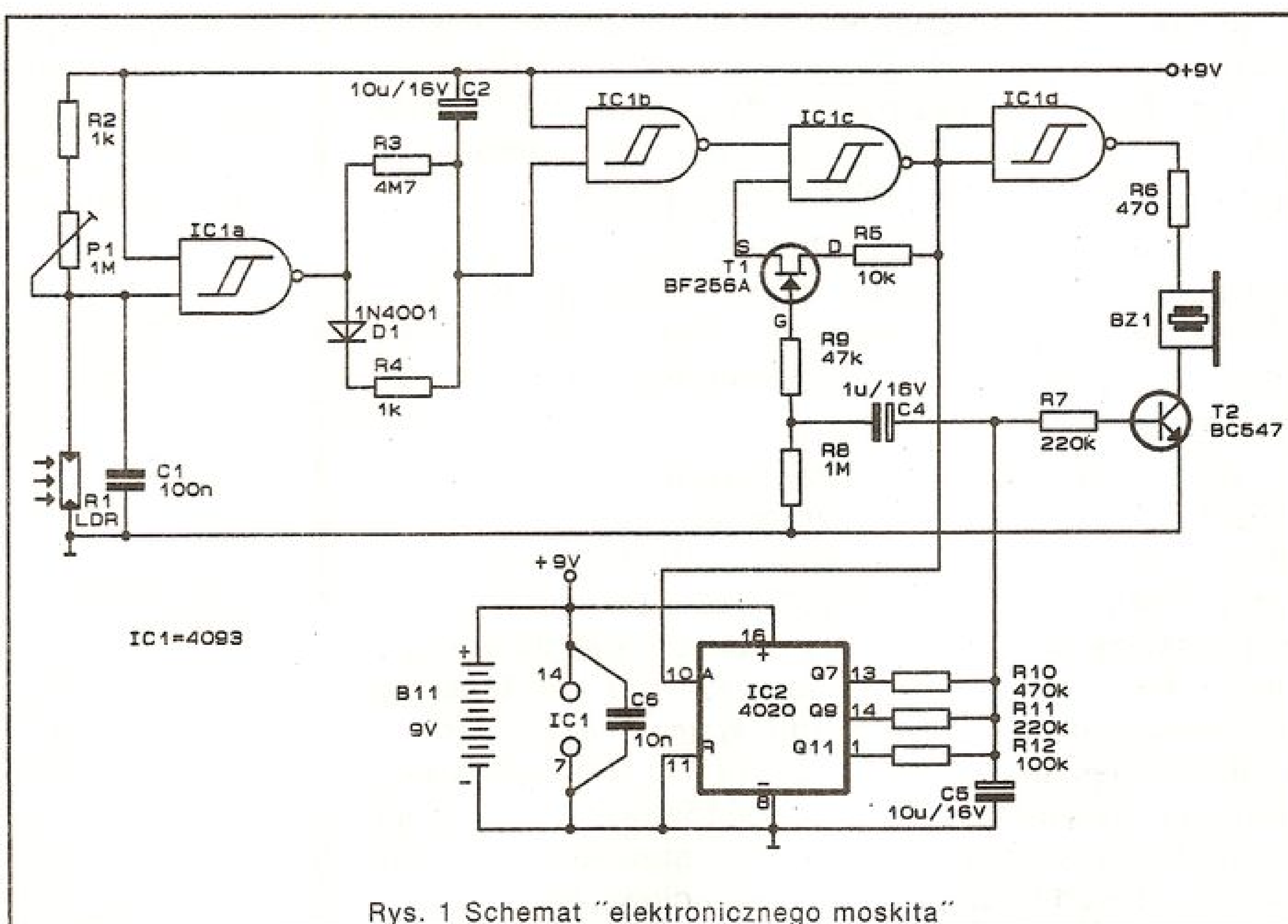
WARSZTAT

Elektroniczny moskit

Poniższy układ zachowuje się jak prawdziwy moskit: gdy tylko robi się ciemno zaczyna wydawać drażniące brzęczenie. Jeśli padnie na niego światło natychmiast cichnie (tak jak prawdziwy moskit) i staje się bardzo trudnym do zlokalizowania.

Potencjał na wejściu 2-gim układu IC1a decyduje o tym czy "moskit" w danej chwili będzie brzęczał czy nie. Jego wysokość zależy od rezystancji fotoelementu R1 oraz ustawienia potencjometru P1. Jeśli poziom ten będzie wyższy niż wartość progowa, nastąpi przełączenie bramki IC1a i na jej wyjściu (nóżka 3 – cia) pojawi się zero logiczne. Zainicjuje to proces ładowania kondensatora C3 prądem płynącym przez rezystor R3.

Na całkowite naładowanie kondensatora C3 potrzeba około 90[s]. W tym czasie na nóżce 6-tej układu IC1b występuje jedynka logiczna. Tak długo jak poziom napięcia na tym wejściu nie spadnie poniżej dolnego progu przełączania układu IC1b, wyjście (nóżka 4) pozostawać będzie w stanie wysokim. W rezultacie układ IC1c zaczyna wytwarzać drgania



Rys. 1 Schemat "elektronicznego moskita"

GADGET

c.d. ze str. 9

mgr inż. Witold Wrotek

elektryczne. Uzyskana w ten sposób fala prostokątna przechodzi przez stopień separujący IC1d i pobudza brzęczyk Bz1. Element ten pracuje dopóty, dopóki T2 jest włączony.

Wyjście oscylatora jest także źródłem przebiegu zegarowego dla 14-to bitowego licznika binarnego IC2. Sygnały na wyjściach: Q7, Q9 i Q11 tego układu są sumowane i wykorzystywane do sterowania T2. Dzięki temu jękliwy ton dochodzący z urządzenia nie jest ciągły, a zmienia się w sposób całkowicie przypadkowy. Przebieg losowy jest także wykorzystywany do tego, aby za pośrednictwem T1 w małym stopniu wpływać na wyjście bramki IC1c.

Gdy tylko robi się jasno, potencjał na nóżce 2 układu IC1a spada, kondensator C2 rozładowywuje się gwałtownie przez: D1 i R4, a w rezultacie oscylacje zanikają.

Układ pobiera prąd o wartości zaledwie 2...5[mA].

Opracowano na podstawie:

Elektor Electronics, July/August 1990

GADGET

mgr inż. Aleksander Rode

Video bufor o małych zniekształceniach

Przedstawiony układ można zastosować w wielu obwodach. Szerokie pasmo przenoszenia i jednostkowe wzmocnienie bufora jest korzystnym elementem w zastosowaniu dla szerokiego spektrum zastosowań od stałoprądowych aż po częstotliwości video. Do wykonania takiego bufora można zastosować wiele różnych rozwiązań. Na przykład posługując się jednym układem wzmacniacza operacyjnego lub złożonym wielotranzystorowym obwodem dyskretnym. Oczywiście w każdym przypadku projektant musi kompromisowo rozwiązać kilka typowych problemów na wielu polach, takich jak niezrównoważenie stałoprądowe, liniowość charakterystyki, szybkość reakcji, pasmo i wiele innych parametrów obwodu. Pomimo tych problemów układ bufora używający video wzmacniacza typu LT 1010CT, daje ciekawą kombinację wysokiej dokładności i relatywnej prostoty.

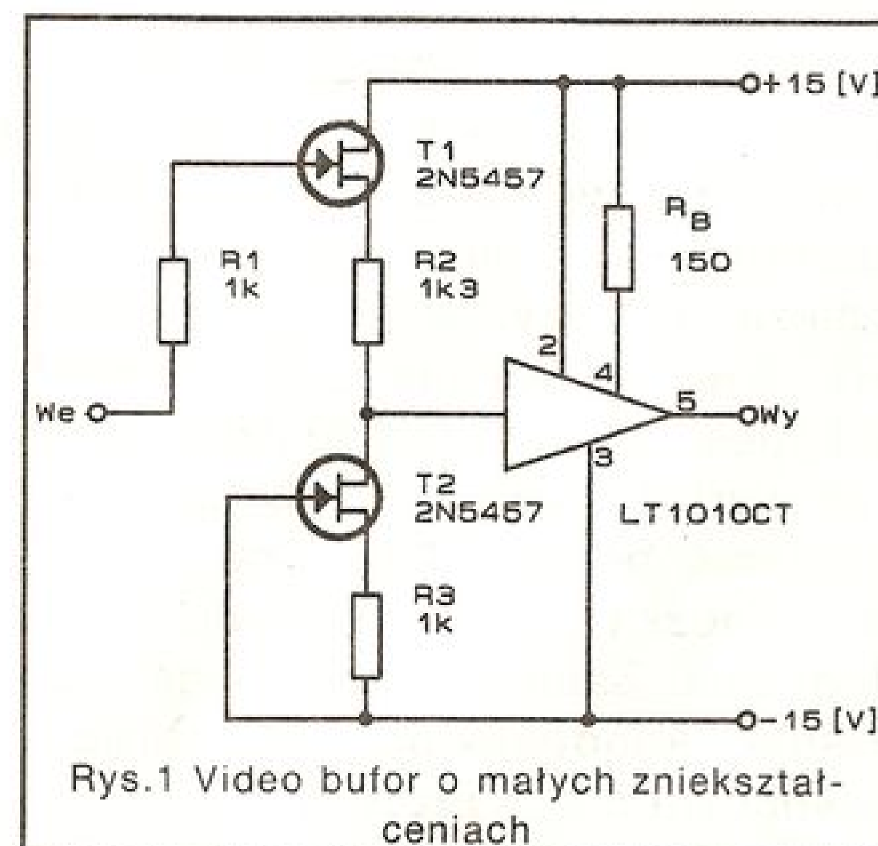
Wzmacniacz dostarcza 20MHz szerokości pasma, 100V/ s szybkości zmian, oraz 100mA na wyjściu. Układ wzmacniacza posiada wewnętrzny obwód przeciwzwarciowy i jest relatywnie prosty do zastosowania.

Dla wyjątkowych i szczególnych, wysokiej liniowości aplikacji, można rozszerzyć obszar działania klasy A wzmacniacza, stosując wstępną polaryzację piątej nóżki układu LT 1010CT. Takie przystosowanie, które należy wykonać, anuluje uchyb napięcia stałego około 60 mV. Wymagane jest również zwiększenie wejściowej impedancji układu wzmacniacza. Odpowiednio więc układ wzmacniacza TL 1010 jest wewnętrznie zapętlony. Takie przystosowanie pozwala wykorzystać wysokoimpedancyjne sterowniki i otrzymywać obwody z bardzo dużą wejściową impedancją, małym prądem początkowym i małym stałoprądowym napięciem niezrównoważenia początkowego.

W układzie z Rys.1 para tranzystorów JFET T1 i T2 jest wstępnie dobierana według poziomu odchylenia linearyzowanej strony wejściowej przy prądzie około 0.5mA. Rezystor polaryzujący R2, tranzystor T1 jest nieco większy od R3 dla tranzystora T2. Fakt ten powoduje, że spadek napięcia na R2 jest większy niż na R3. Podłączenie w ten sposób do wejścia wzmacniacza LT 1010 redukujemy uchyb napięcia początkowego. W praktyce T1 i T2 dostarczają nie regulowanego, stałonapięciowego przesunięcia ±50mV lub mniejszego na wejściu wzmacniacza. Zmieniając parę tranzystorów T1 i T2 lub dobierając wartość R2, można redukować stałonapięciowy uchyb wzmacniacza. Jeśli rezystory R2 i R3 byłyby równe wówczas na wyjściu pojawiłby się stały uchyb. Całkowite zakłócenia harmoniczne są małe 0.01% lub mniejsze przy 3[V] napięcia skutecznego na wyjściu 500[Ω] bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Układ będzie na tyle stabilny, że nawet przy fali prostokątnej 10[kHz], ±5[V] na wejściu, na wyjściu nie pojawią się przereregulowania. W razie potrzeby zmniejszając wartość rezystora polaryzującego R_B można przystosować sygnały wejściowe o bardzo dużych szybkościach wzrastania (bardzo strome zbocza) i sterować z niższych impedancji z bardzo dużą liniowością.

Opracowano na podstawie:

ED 5/89



Rys.1 Video bufor o małych zniekształceniach

VIDEO

mgr inż.
Adam Sztorc

ELEKTRONIK
Nr 7 HOBBY 1992

Tyrystorowy zapłon elektroniczny

O zaletach tyrystorowego (kondensatorowego) zapłonu do samochodów niejednokrotnie już pisano na stronicach różnych pism. Jeszcze jeden wariant takiego systemu wypełnionego z zastosowaniem układów scalonych przedkładamy ku uwadze Czytelników.

Zastosowanie instalacji tyrystorowej w porównaniu z instalacją konwencjonalną daje następujące korzyści:

* łatwiejszy rozruch silnika, szczególnie przy niższych temperaturach;
* lepsze przyśpieszenie przy większych obrotach;
* zmniejszenie zużycie paliwa, szczególnie przy większych prędkościach jazdy (3÷10%);
* równiejszy bieg silnika;
* znacznie mniejsze zużywanie się styków przerywacza (3÷5 razy);
* mniejsze zużywanie się świec zapłonowych (2÷4 razy, zależnie od typu świecy, zaleca się stosowanie świec o nieco wyższym wskaźniku cieplnym).

W przypadku zastosowania wysokojakościowych części składowych niezawodność instalacji tyrystorowej jest bardzo dobra; może ona pracować bez żadnych uszkodzeń przy przebiegu wynoszącym kilkaset tysięcy kilometrów.

Poniższy system zapłonowy można zastosować w dowolnym samochodzie z cztero- i sześciocylindrowym silnikiem. Zależność pobieranego przez urządzenie prądu w funkcji obrotów wału napędowego silnika czterocylindrowego przedstawiono na wykresie (Rys.1). Po pobieranym prądzie można z niejakim przybliżeniem określić częstotliwość obrotów wału napędowego. Zapłon elektroniczny pracuje przy napięciu zasilania od 5 do 20V. Sprawność przetwornicy z aktywnym obciążeniem zawiera się w granicach 0.85.

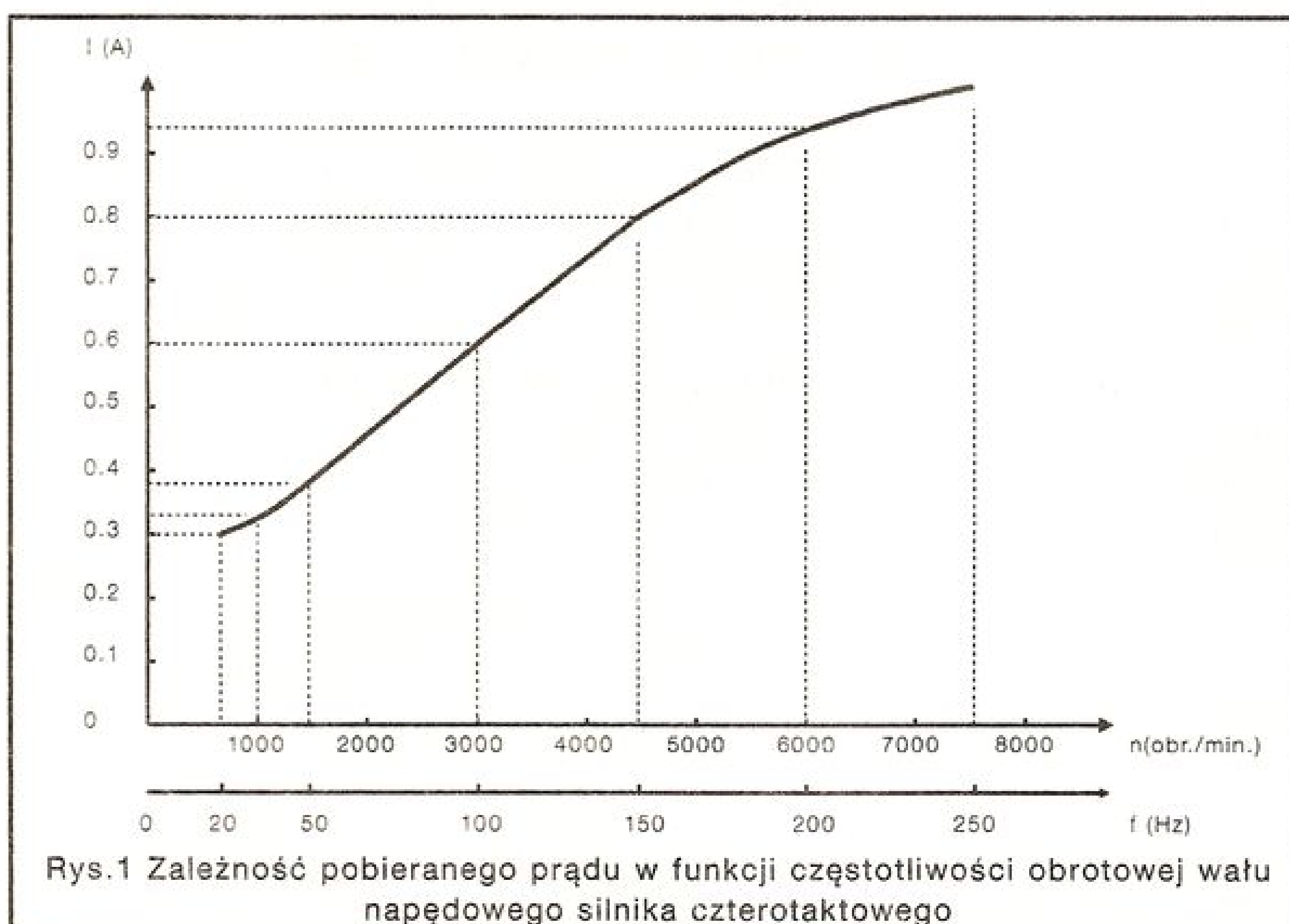
Przetwornica niskiego napięcia akumulatora przetwarzająca na wielkie stałe napięcie potrzebne do naładowania kondensatora C8 (Patrz Rys.2), zbudowana jest w układzie z wewnętrznym wzbudzeniem. Na elementach US2.1 i US2.2 zbudowany jest generator taktujący, pracujący przy częstotliwości 5÷6kHz. W przeciwfazie impulsy prostokątne postępują poprzez inwertory US2.3 i US2.4 do wejścia przełączników T3, T4 i T5, T6 przełączając pierwotne uzwojenie transformatora Tr1. We wtórnym jego uzwojeniu indukuje się wysokie przemienne napięcie prostokątnego kształtu, o amplitudzie około 400V. Jest ono prostowane przez mostek diodowy D4÷D7 i następnie ładuje kondensator C8. Generator zadający pracuje wówczas, gdy na wejściach 2 i 13 elementów US2.1 i US2.4 występuje logiczna 1.

Na elementach US1.3 i US1.4 zbudowany jest multiwibrator pracujący z częstotliwością około 200Hz zapewniający wieloiskrowy reżim przy zapalaniu silnika. Z wyjścia 3 elementu US1.3 impulsy prostokątne postępują tylko przy obecności logicznej1 na wejściach 2 i 13 elementów US1.3 i US1.4. Na te wejścia postępują one przy zapalaniu silnika, kiedy napięcie 12V z przekaźnika włączenia startera zatka diodę D2. Na elementach US1.1 i US1.2 wykonany jest układ kształtujący napięcie typu przerzutnik Schmitta.

Rozpatrzymy pracę urządzenia przy zapalaniu silnika. Założymy przypadek, kiedy w początkowym momencie styki przerywacza są zwarte. Na wejściu 5 elementu US1.1 występuje logiczne 0, a na jego wyjściu 6 – logiczna 1 niezależnie od poziomu napięcia na wejściu 4. Odpowiednio, generator taktujący US2.1 i US2.2 przetwornicy pracuje i kondensator C8 ładuje się do napięcia 400V.

Kiedy przerywacz rozwiera swoje styki, na wyjściu 6 elementu US1.1 występują impulsy prostokątne o częstotliwości przerzutnika złożonego z elementów US1.3 i US1.4. Przy ujemnym zboczu napięcia na tym wyjściu, zróżniczkowany impuls odtyka tranzystor T2, który włącza tyrystor Ty1. Kondensator C8 rozładowuje się przez tyrystor i pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej, dając iskrę na świecy. Przetwornica w tym czasie chwilowo jest wyłączona i przełączniki T3÷T6 są zatkane. Energia pobierana z akumulatora praktycznie nie jest potrzebna.

Po rozładowaniu się i przeładowaniu kondensatora C8 tyrystor zatyka się. W następnym półokresie procesu drgającego między pierwotnym uzwojeniem cewki zapłonowej i kondensatorem C8, ładuje się on do poziomu 0.4÷0.5 pierwotnego stanu, tj. w następnych momentach czasu następuje tylko przeładowanie kondensatora C8. Dopóki styki



Rys.1 Zależność pobieranego prądu w funkcji częstotliwości obrotowej wału napędowego silnika czterotaktowego

c.d. ze str. 11

mgr inż. Adam Sztorc

przerywacza są rozwarte, następuje stałe tworzenie iskry o częstotliwości około 200Hz. Po zapaleniu silnika i wyłączeniu starteru, urządzenie automatycznie przechodzi w reżim jednoiskrowy.

Zabezpieczeniem przed skutkami drgań styków stanowi kondensator bocznikujący przerywacz. Opóźnienie momentu zapłonu przy tym praktycznie nie występuje.

Urządzenie zapłonowe zostało również sprawdzone w warunkach laboratoryjnych ze stykowym i bezstykowym przerywaczem. Przy częstotliwości impulsów wejściowych 200Hz (6000 obr./min. wału napędowego silnika czterocylindrowego) kondensator C8 o pojemności 1µF ładował się do poziomu 0.95Umax, w czasie mniejszym niż 2ms.

Płyta montażowa, na której zmontowany jest system zapłonowy, wykonana jest z laminatu foliowanego o grubości 2mm i posiada rozmiary 170 x 75mm. Umieszczona jest ona w korpusie duraluminiowym o rozmiarach 80 x 180 x 50mm.

Na transformator Tr1 użyto rdzeń z blach zwijanych i karkas z transformatora ramki typu TWOP21 (z odbiornika telewizora "Libra") o przekroju kolumny środkowej – 4cm2. Uzwojenia I i II posiadają po 35 zwojów przewodu DNE o średnicy Ø 0.9mm, uzwojenie III posiada 950 zwojów przewodu DNE o średnicy Ø 0.25mm.

W urządzeniu zastosowano rezystory MŁT – 0.25W, kondensatory elektrolityczne 04/U, kondensator C8 – MKSE 1.0µF/630V, pozostałe kondensatory typu dowolnego.

Tranzystory T3, T5 – BD139, BC211, T4, T6 – BDP281, BDP283, BDP285 ze współczynnikiem wzmocnienia prądowego nie mniejszym niż 10, T2 – BC313, T1 – BD135, BC211. Tranzystory T4, T6 umocowano na oddzielnych radiatorach o sumarycznej powierzchni rozpraszania nie mniejszej niż 50cm2. Diody D1, D2 – dowolne małej mocy. Dioda Zenera stabilizacyjna D3 typu BZP683C5V6 (na napięcie 5.6V). Tyrystor Ty1 typu BTP129-650 umocowany na radiatorze o powierzchni około 20cm2.

Prawidłowo zmontowane urządzenie w uruchomieniu nie jest skomplikowane. Przy zabudowaniu w samochodzie koniecznie trzeba skorygować kąt zapłonu silnika.

Zapłon elektroniczny był eksploatowany w samochodzie "Moskwicz – 408" w okresie 1 roku, zapewniając pewny zapłon silnika w każdej porze roku.

Rys.2 Układ elektryczny zapłonu elektronicznego z wielokrotną iskrą w chwili zapalania silnika

ELEKTRONIK Nr 7 HOBBY 1992

TYP	FIRMA	MAT./POL.	ZASTOSOWANIE	PARAMETRY	ZAMIENNIKI	PARA KOMPL.	RYS.
BC 206 (A,B)	DIT	Si/PNP	Uni-ra	25V, 0.2A, 0.3W 130MHz, β=50-500	BC 179, BC 214, BC 253, BC 309, BC 514 BC 559	BC 209	4
BC 207 (A,B,C)	DIT	Si/NPN	Uni	50V, 0.2A, 0.3W 300MHz, β=125-900	BC 107, BC 171, BC 182, BC 237, BC 382 BC 547, BC 582	BC 204	4
BC 208 (A,B,C)	DIT	Si/NPN	Uni	30V, 0.2A, 0.3W 300MHz, β=125-900	BC 108, BC 172, BC 183, BC 238, BC 383 BC 548, BC 583	BC 205	4
BC 209 (A,B,C)	DIT	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.2A, 0.3W 300MHz, β=125-900	BC 109, BC 173, BC 184, BC 239, BC 384 BC 549, BC 584	BC 206	4
BC 210	MIS	Si/NPN	NF-Tr	50V, 0.7A, 0.45W	BC 337, BC 737, BC 637	BC 215	4a
BC 211	DIT	Si/NPN	NF-Tr/E	80V, 1A, 0.8W	BC 140, BC 302, BC 441	BC 313	6
BC 211A	SES	Si/NPN	=BC 211	100V	BC 141, BC 301	BC 313A	6
BC 212 (A,B)	AEG	Si/PNP	Uni	60V, 0.2A, 0.3W >200MHz, β=100-400	BC 256, BC 266, BC 556	BC 182	21a
BC 212L	NSC	Si/PNP	=BC 212				21
BC 212K	NSC	Si/PNP	=BC 212				4
BC 213 (A,B,C)	SES	Si/PNP	Uni	45V, 0.2A, 0.3W >200MHz, β=100-600	BC 177, BC 204, BC 251, BC 307, BC 512 BC 557	BC 183	21a
BC 213L	NSC	Si/PNP	=BC 213				21
BC 213K	NSC	Si/PNP	=BC 213				4
BC 214 (A,B,C)	SES	Si/PNP	Uni-ra	45V, 0.2A, 0.3W >200MHz, β=100-600	BC 315, BC 415, BC 560	BC 184	21a
BC 214L	NSC	Si/PNP	=BC 214				21
BC 214K	NSC	Si/PNP	=BC 214				4
BC 215	MIS	Si/PNP	NF-Tr	50V, 0.6A, 0.4W	BC 327, BC 727, BC 638	BC 210	4a
BC 216	RIZ	Si/PNP	NF-Tr	30V, 0.6A, 0.3W	BC 328, BC 728, BC 636		4a
BC 216A	RIZ	Si/PNP	=BC 216	40V	BC 327, BC 727, BC 638		4a
BC 218	RIZ	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.3W	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 237 BC 382, BC 547, BC 582		4a
BC 218A	RIZ	Si/NPN	=BC 218	45V			4a
BC 219	RIZ	Si/NPN	NF-Tr	60V, 0.5A, 0.8W	BC 140, BC 302, BC 341		6
BC 220	ATE	Si/NPN	Uni	30V, 0.05A, 0.2W	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 238 BC 383, BC 548, BC 583		4
BC 221	ATE	Si/PNP	NF-Tr	30V, 0.5A, 0.3W	BC 328, BC 728, BC 636	BC 222	8a
BC 222	ATE	Si/NPN	NF-Tr	30V, 0.5A, 0.3W	BC 338, BC 738, BC 635	BC 221	8a
BC 223	TIX	Si/NPN	NF-Tr	50V, 0.4A, 0.36W	BC 337, BC 737, BC 637		21a
BC 224	TIX	Si/PNP	Uni	30V, 0.03A, 0.25W	BC 178, BC 213, BC 252, BC 308, BC 513 BC 558		21
BC 225	ATE	Si/PNP	NF-ra	40V, 0.1A, 0.2W	BC 153, BC 154, BC 212, BC 315, BC 415 BC 560		4
BC 226	ATE	Si/NPN	NF-Tr	40V, 0.1A, 0.8W	BC 140, BC 302, BC 340, BC 337, BC 737 BC 635		6
BC 226	RIZ	Si/PNP	NF-Tr	30V, 0.6A, 0.3W	BC 327, BC 727, BC 638		4a
BC 226A	RIZ	Si/PNP	=BC 226	40V			4a
BC 231	TIX	Si/NPN	NF-Tr	40V, 0.4A, 0.625W	BC 327, BC 727, BC 636	BC 232	21
BC 231M	TIX	Si/NPN	=BC 231	0.8W	BC 160, BC 304, BC 360		6
BC 232	TIX	Si/NPN	NF-Tr	40V, 0.4A, 0.625W	BC 337, BC 737, BC 635	BC 231	21
BC 232M	TIX	Si/NPN	=BC 232	0.8W	BC 140, BC 302, BC 340		6
BC 234	RIZ	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.3W	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 237		4a
BC 234A	RIZ	Si/NPN	=BC 234	45V	BC 382, BC 547, BC 582		4a
BC 235	RIZ	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.3W	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 237		4a
BC 235A	RIZ	Si/NPN	=BC 235	45V	BC 382, BC 547, BC 582		4a
BC 236	MIS	Si/NPN	Uni	120V, 0.05A, 0.3W	BC 532, BF 257, BF 297, BF 422		4
BC 237 (A,B)	ITT	Si/NPN	Uni	50V, 0.2A, 0.3W 250MHz, β=125-500	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 547, BC 582	BC 307	21a
BC 238 (A,B,C)	ITT	Si/NPN	Uni	30V, 0.2A, 0.3W 250MHz, β=125-900	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 548, BC 583	BC 308	21a
BC 239 (B,C)	ITT	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.2A, 0.3W 250MHz, β=240-900	BC 109, BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 549, BC 584	BC 309	21a
BC 250 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni	20V, 0.1A, 0.3W 180MHz, β=35-600	BC 178, BC 205, BC 213, BC 308, BC 513 BC 558	BC 170	21a
BC 251 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni	45V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-900	BC 177, BC 204, BC 212, BC 307, BC 512 BC 557	BC 171	21a
BC 252 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni	20V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-900	BC 178, BC 205, BC 213, BC 308, BC 513 BC 558	BC 172	21a
BC 253 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni-ra	20V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-900	BC 179, BC 206, BC 214, BC 309, BC 514 BC 559		21a
BC 254	TIX	Si/NPN	Uni	100V, 0.03A, 0.25W	BC 285, BC 314, BC 546, BF 297		21
BC 255	TIX	Si/NPN	Uni	100V, 0.03A, 0.625W	BC 285, BC 314, BC 546, BF 297		21
BC 254	RIZ	Si/NPN	Uni	18V, 0.1A, 0.3W	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383		4a
BC 254A	RIZ	Si/NPN	=BC 254	25V	BC 548, BC 583		4a
BC 255	RIZ	Si/NPN	Uni	18V, 0.1A, 0.3W	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383		4a
BC 255A	RIZ	Si/NPN	=BC 255	25V	BC 548, BC 583		4a
BC 256	ITT	Si/PNP	Uni	64V, 0.1A, 0.3W	BC 212, BC 266, BC 556	BC 174	21a
BC 257 (A,B)	SIE	Si/PNP	Uni	50V, 0.2A, 0.3W 130MHz, β=50-500	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 167	21
BC 258 (A,B,C)	SIE	Si/PNP	Uni	30V, 0.2A, 0.3W 130MHz, β=50-900	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 168	21
BC 259 (A,B,C)	SIE	Si/PNP	Uni-ra	25V, 0.1A, 0.3W 130MHz, β=125-900	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 514, BC 559	BC 169	21
BC 260 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni	20V, 0.1A, 0.3W 180MHz, β=35-600	BC 178, BC 205, BC 213, BC 250, BC 308 BC 513, BC 558		4a
BC 261 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni	45V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-900	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 107	4a
BC 262 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni	20V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-900	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 108	4a
BC 263 (A,B,C)	ITT	Si/PNP	Uni-ra	20V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-900	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 514, BC 559	BC 109	4a
BC 264A-D	PHI	N-FET	NF-V-ra-sym		BF 244, BF 245, BFS 71, 2N3822		21d
BC 264L	PHI	N-FET	=BC 264				21c
BC 266 (A,B)	ITT	Si/PNP	Uni	64V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-500	BC 212, BC 256, BC 556	BC 190	4a
BC 267	ATE	Si/NPN	Uni	50V, 0.5A, 0.375W	BC 337, BC 737, BC 837, BC 377, BC 637		4a
BC 268	ATE	Si/NPN	Uni	30V, 0.5A, 0.375W	BC 338, BC 738, BC 838, BC 378, BC 638		4a

TYP	FIRMA	MAT./POL.	ZASTOSOWANIE	PARAMETRY	ZAMIENNIKI	PARA KOMPL.	RYS.
BC 269	ATE	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.5A, 0.375W	BC 338, BC 738, BC 838, BC 378, BC 638		4a
BC 270	ATE	Si/NPN	Uni	20V, 0.5A, 0.375W	BC 338, BC 738, BC 838, BC 378, BC 638		4a
BC 271	ATE	Si/NPN	Uni	25V, 1A, 0.3W	BC 338, BC 738, BC 838, BC 378, BC 638		4a
BC 272	ATE	Si/NPN	Uni	45V, 1A, 0.3W	BC 337, BC 737, BC 837, BC 377, BC 637		4a
BC 274 (A,B)	SES	Si/PNP	Uni	50V, 0.1A, 0.3W 130MHz, β=50-500	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 277	4
BC 275 (A,B,C)	SES	Si/PNP	Uni	30V, 0.1A, 0.3W 130MHz, β=50-900	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 278	4
BC 276 (A,B,C)	SES	Si/PNP	Uni-ra	30V, 0.1A, 0.3W 130MHz, β=125-900	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 514, BC 559	BC 279	4
BC 277 (A,B)	SES	Si/NPN	Uni	45V, 0.1A, 0.3W 150MHz, β=125-500	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 274	4
BC 278 (A,B,C)	SES	Si/NPN	Uni	20V, 0.1A, 0.3W 150MHz, β=125-900	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583	BC 275	4
BC 279 (B,C)	SES	Si/NPN	Uni-ra	20V, 0.1A, 0.3W 150MHz, β=240-900	BC 109, BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 239, BC 549, BC 584	BC 276	4
BC 280	SGS	Si/NPN	NF-ra	45V, 0.1A, 0.36W	BC 184, BC 384, BC 414, BC 550		4a
BC 281	SGS	Si/PNP	NF-ra	45V, 0.2A, 0.36W	BC 214, BC 315, BC 416, BC 560		4a
BC 282	SGS	Si/NPN	NF-Tr	60V, 0.6A, 0.4W	BC 337, BC 737, BC 837, BC 377, BC 637	BC 283	4a
BC 283	SGS	Si/PNP	NF-Tr	30V, 0.6A, 0.4W	BC 337, BC 297, BC 727, BC 827, BC 636	BC 282	4a
BC 284 (A,B)	SGS	Si/NPN	Uni	40V, 0.2A, 0.5W	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582		4a
BC 285	SGS	Si/NPN	Uni	120V, 0.1A, 0.36W	BC 314, BC 532, BF 297, BF 422		4a
BC 286	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	70V, 1A, 0.8W	BC 141, BC 301	BC 287	6
BC 287	SGS	Si/PNP	NF-Tr/E	60V, 1A, 0.8W	BC 161, BC 303	BC 286	6
BC 288	SGS	Si/NPN	NF-E	80V, 5A, 0.8W	BC 293, BC 323, 2N5336-37		6
BC 289 (A,B)	SGS	Si/NPN	Uni	45V, 0.1A, 0.36W β=100-600	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 291	4a
BC 290 (A,B,C)	SGS	Si/NPN	Uni-ra	45V, 0.1A, 0.36W β=100-1000	BC 184, BC 384, BC 414, BC 550	BC 292	4a
BC 291 (A,D)	SGS	Si/PNP	Uni	45V, 0.2A, 0.36W β=50-300	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 289	4a
BC 292 (A,B)	SGS	Si/PNP	Uni-ra	45V, 0.2A, 0.36W β=100-600	BC 214, BC 315, BC 416, BC 560	BC 290	4a
BC 293	SGS	Si/NPN	TV-HA	80V, 5A, 0.8W	BC 288, BC 323, 2N5336-37		6
BC 294	SGS	Si/PNP	NF-Tr	60V, 0.6A, 0.6W	BC 161, BC 303, BC 361		6
BC 295	SGS	Si/NPN	NF-V	30V, 0.05A, 0.2W	BC 108, BC 171, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 547, BC 582		4
BC 297 (6..7)	SGS	Si/PNP	NF-Tr	50V, 1A, 0.375W 250MHz, β=75-260	BC 327, BC 727, BC 827, BC 638	BC 377	4a
BC 298 (6..8)	SGS	Si/PNP	NF-Tr	30V, 1A, 0.375W 250MHz, β=75-500	BC 328, BC 728, BC 828, BC 636	BC 378	4a
BC 300	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	120V, 1A, 0.85W	2N2405, 2N3019-20, 2N2243		6
BC 301	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	90V, 1A, 0.85W	BC 141	BC 303	6
BC 302	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	60V, 1A, 0.85W	BC 140, BC341	BC 304	6
BC 303	SGS	Si/PNP	NF-Tr/E	85V, 1A, 0.85W	2N4036	BC 301	6
BC 304	SGS	Si/PNP	NF-Tr/E	60V, 1A, 0.85W	BC 161, BC 361, 2N4037	BC 302	6
BC 307 (A,B,C)	PHI	Si/PNP	Uni	50V, 0.2A, 0.3W 130MHz, β=70-900	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251 BC 512, BC 557	BC 237	21a
BC 308 (A,B,C)	PHI	Si/PNP	Uni	30V, 0.2A, 0.3W 130MHz, β=70-900	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252 BC 513, BC 558	BC 238	21a
BC 309 (A,B,C)	PHI	Si/PNP	Uni-ra	25V, 0.2A, 0.3W 130MHz, β=70-900	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253 BC 514, BC 559	BC 239	21a
BC 310	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	70V, 1A, 0.8W	BC 141, BC 301, BC 341	BC 311	6
BC 311	SGS	Si/PNP	NF-Tr/E	70V, 1A, 0.8W	BC 161, BC 303, BC 361	BC 310	6
BC 312	SGS	Si/NPN	NF	100V, 0.15A, 0.8W	BC 141, BC 301, BF 257, BF 336		6
BC 313	MIS	Si/PNP	NF-Tr/E	60V, 0.1A, 0.8W	BC 161, BC 304, BC 461,BC 211		6
BC 313A	SES	Si/PNP	=BC 313	80V	BC 303, BC 461,BC 211A		6
BC 314	SGS	Si/NPN	Uni	120V, 0.05A, 0.18W	BC 285, BC 236, BC 532, BF 297, BF 422		4
BC 315	TIX	Si/PNP	NF-V-ra	45V, 0.1A, 0.3W	BC 212, BC 415, BC 560		21a
BC 317 (A,B)	MOT	Si/NPN	Uni	50V, 0.15A, 0.35W 280MHz, β=125-500	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 320	21e
BC 318 (A,B,C)	MOT	Si/NPN	Uni	45V, 0.15A, 0.35W 280MHz, β=125-900	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 321	21e
BC 319 (B,C)	MOT	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.15A, 0.35W 280MHz, β=240-900	BC 109, BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 239, BC 549, BC 584	BC 322	21e
BC 320 (A,B)	MOT	Si/PNP	Uni	50V, 0.15A, 0.31W 250MHz, β=125-500	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 317	21e
BC 321 (A,B,C)	MOT	Si/PNP	Uni	45V, 0.15A, 0.31W 250MHz, β=125-900	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 318	21e
BC 322 (B,C)	MOT	Si/PNP	Uni-ra	30V, 0.15A, 0.31W 250MHz, β=240-900	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 514, BC 559	BC 319	21e
BC 323	SGS	Si/NPN	TV-VA	100V, 5A, 0.8W	2N5338-39		6
BC 324	SGS	Si/NPN	TV-VA	85V, 1A, 0.8W	BC 141, BC 301		6
BC 325	TIX	Si/PNP	NF-ra	60V, 0.05A, β>40	BC 212, BC 416, BC 560, BC 526		4a
BC 326	TIX	Si/PNP	NF-ra	60V, 0.05A, β>100	BC 212, BC 416, BC 560, BC 526		4a
BC 327 (16..40)	PHI	Si/PNP	NF-Tr	50V, 0.8A, 0.625W	BC 297, BC 727, BC 827 BC 638	BC 337	21a
BC 327-01	ELC	Si/PNP	=BC 327	0.5A, 04W			20
BC 328 (16..40)	PHI	Si/PNP	NF-Tr	30V, 0.8A, 0.625W	BC 298, BC 728, BC 828 BC 636	BC 338	21a
BC 328-01	ELC	Si/PNP	=BC 328	0.5A, 04W			20
BC 329	TIX	Si/NPN	NF-ra-ru	60V, 0.03A, 0.25W	BC 414, BC 520, BC 550		21a
BC 330	TIX	Si/NPN	NF-ra-ru	45V, 0.03A, 0.25W	BC 414, BC 521, BC 550		21a
BC 331	TIX	Si/NPN	NF-ra	60V, 0.03A, 0.25W	BC 414, BC 520, BC 550		21a
BC 332	TIX	Si/NPN	NF-ra	45V, 0.03A, 0.25W	BC 414, BC 521, BC 550		21a
BC 333	MOT	Si/NPN	Uni	25V, 0.05A, 0.31W >50MHz, β=100-1000	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583	BC 334	21e
BC 334	MOT	Si/PNP	Uni	25V, 0.05A, 0.31W >50MHz, β=100-1000	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 333	21e
BC 335	MOT	Si/NPN	Uni-ra	25V, 0.05A, 0.31W >50MHz, β=100-1000	BC 109, BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 239, BC 549, BC 584	BC 336	21e

TYP	FIRMA	MAT./POL.	ZASTOSOWANIE	PARAMETRY	ZAMIENNIKI	PARA KOMPL.	RYS.
BC 336	MOT	Si/PNP	Uni-ra	25V, 0.05A, 0.31W ›50MHz, ß=100-1000	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 514, BC 559	BC 335	21e
BC 337 (16..40)	PHI	Si/NPN	NF-Tr	50V, 0.8A, 0.625W	BC 377, BC 737, BC 837 BC 637	BC 327	21a
BC 337-01	ELC	Si/NPN	=BC 337	0.5A, 04W			20
BC 338 (16..40)	PHI	Si/NPN	NF-Tr	30V, 0.8A, 0.625W	BC 378, BC 738, BC 838 BC 635	BC 328	21a
BC 338-01	ELC	Si/NPN	=BC 338	0.5A, 04W			20
BC 340	ITT	Si/NPN	NF-Tr/E	40V, 0.5A, 0.8W	BC 140, BC 302	BC 360	6
BC 341	ITT	Si/NPN	NF-Tr/E	60V, 0.5A, 0.8W	BC 140, BC 301	BC 361	6
BC 342	MOT	Si/NPN	NF-Tr/E	70V, 1A, 0.8W	BC 141, BC 301	BC 343	6
BC 343	MOT	Si/PNP	NF-Tr/E	70V, 1A, 0.8W	BC 161, BC 303	BC 342	6
BC 344	MOT	Si/NPN	NF-Tr/E	90V, 1A, 0.8W	BC 141, BC 301	BC 345	6
BC 345	MOT	Si/PNP	NF-Tr/E	90V, 1A, 0.8W	BC 303	BC 344	6
BC 347 (A,B,L)	MOT	Si/NPN	Uni	50V, 0.1A, 0.3W ›125MHz, ß=40-450	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 350	21e
BC 348 (A,B,L)	MOT	Si/NPN	Uni	40V, 0.1A, 0.3W ›125MHz, ß=40-450	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 351	21e
BC 349 (A,B,L)	MOT	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.3W ›125MHz, ß=40-450	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583	BC 252	21e
BC 350 (A,B,L)	MOT	Si/PNP	Uni	50V, 0.1A, 0.3W ›125MHz, ß=40-450	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 347	21e
BC 351 (A,B,L)	MOT	Si/PNP	Uni	40V, 0.1A, 0.3W ›125MHz, ß=40-450	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 348	21e
BC 352 (A,B,L)	MOT	Si/PNP	Uni	30V, 0.1A, 0.3W ›125MHz, ß=40-450	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 349	21e
BC 354	MOT	Si/PNP	Uni	30V, 0.2A, 0.3W ›200MHz, ß=63-630	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558		21e
BC 355 (A,B,C)	MOT	Si/PNP	Uni	30V, 0.2A, 0.3W ›200MHz, ß=63-630	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558		21e
BC 357	MOT	Si/PNP	Uni	25V, 0.1A, 0.31W ›125MHz, ß=100-500	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 358	21e
BC 358	MOT	Si/NPN	Uni	25V, 0.1A, 0.31W ›125MHz, ß=100-500	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583	BC 357	21e
BC 360	ITT	Si/PNP	NF-Tr/E	40V, 0.5A, 0.8W	BC 160, BC 304	BC 340	6
BC 361	ITT	Si/PNP	NF-Tr/E	60V, 0.5A, 0.8W	BC 161, BC 304	BC 341	6
BC 362	MOT	Si/PNP	NF-L	50V, 2A, 1W	BD 516, BD 526	BC 365	34
BC 363	MOT	Si/PNP	NF-L	60V, 2A, 1W	BD 518, BD 528	BC 366	34
BC 364	MOT	Si/PNP	NF-L	80V, 2A, 1W	BD 520, BD 530	BC 367	34
BC 365	MOT	Si/NPN	NF-L	50V, 2A, 1W	BD 515, BD 525	BC 362	34
BC 366	MOT	Si/NPN	NF-L	60V, 2A, 1W	BD 517, BD 527	BC 363	34
BC 367	MOT	Si/NPN	NF-L	80V, 2A, 1W	BD 519, BD 529	BC 364	34
BC 368	AEG	Si/NPN	NF-Tr	20V, 1A, 0.8W	BC 378, BC 338, BC 738, BC 635	BC 369	21
BC 369	AEG	Si/PNP	NF-Tr	20V, 1A, 0.8W	BC 298, BC 328, BC 728, BC 636	BC 368	21
BC 370	ATE	Si/PNP	NF-Tr	20V, 0.5A, 0.375W	BC 298, BC 328, BC 728, BC 636		4a
BC 371	ATE	Si/NPN	NF-Tr/E	60V, 1A, 0.85W	BC 140, BC 302, BC 341		6
BC 372	MOT	Si/NPN	NF-Tr	100V, 1A, 0.625W	BC 489, BC 538, BC 639		21a
BC 373	MOT	Si/NPN	NF-Tr	80V, 1A, 0.625W	BC 489, BC 538, BC 639		21a
BC 377	SGS	Si/NPN	NF-Tr	50V, 1A, 0.375W	BC 337, BC 737, BC 637	BC 297	4a
BC 378	SGS	Si/NPN	NF-Tr	30V, 1A, 0.375W	BC 378, BC 738, BC 635	BC 298	4a
BC 381	TIX	Si/PNP	Uni	40V, 0.2A, 0.625W	BC 327, BC 727, BC 557, BC 636		21a
BC 382	TIX	Si/NPN	NF-ra	50V, 0.1A, 0.3W	BC 184, BC 414, BC 550, BC 520		21a
BC 383	TIX	Si/NPN	NF-ra	45V, 0.1A, 0.3W	BC 184, BC 413, BC 550, BC 521		21a
BC 384	TIX	Si/NPN	NF-ra	45V, 0.1A, 0.3W	BC 330, BC 413, BC 550, BC 521		21a
BC 385 (A,B)	TIX	Si/NPN	Uni	45V, 0.2A, 0.3W ›150MHz, ß=125-500	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582		21a
BC 386 (A,B)	TIX	Si/NPN	Uni	30V, 0.2A, 0.3W ›150MHz, ß=125-500	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583		21a
BC 387	MOT	Si/NPN	NF-Tr	35V, 0.6A, 0.31W	BC 377, BC 337, BC 737, BC 635	BC 388	21e
BC 388	MOT	Si/PNP	NF-Tr	35V, 0.6A, 0.31W	BC 297, BC 327, BC 727, BC 636	BC 387	21e
BC 389	ATE	Si/NPN	Uni	45V, 0.2A, 0.3W ›150MHz, ß›40	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582		4a
BC 390	ATE	Si/NPN	Uni	20V, 0.2A, 0.3W ›150MHz, ß›40	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583		4a
BC 391	ATE	Si/NPN	Uni	20V, 0.2A, 0.3W ›150MHz, ß›100	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583		4a
BC 393	SGS	Si/PNP	Vid	180V, 0.1A, 0.4W, 120MHz	BC 420, BC 531, BF 398, 2N3930-31	BC 394	4a
BC 394	SGS	Si/NPN	Vid	180V, 0.1A, 0.4W, 90MHz	BC 533, BF 297, BF 257, BF 336	BC 393	4a
BC 395	SGS	Si/NPN	TV-VA	80V, 0.5A, 0.3W	BC 141, BC 301, BC 538	BC 396	8a
BC 396	SGS	Si/PNP	TV-VA	80V, 0.5A, 0.3W	BC 303, BC 528	BC 395	8a
BC 400	SGS	Si/PNP	Uni	90V, 0.05A, 0.2W	BC 477, BC 556, BF 397		4
BC 404	SGS	Si/PNP	Uni	80V, 0.15A, 0.36W 150MHz, ß=50-220	BC 477, BC 556		21a
BC 405	SGS	Si/PNP	Uni	60V, 0.15A, 0.36W 150MHz, ß=110-450	BC 212, BC 526, BC 560		21a
BC 406	SGS	Si/PNP	Uni-ra	40V, 0.15A, 0.36W 150MHz, ß=200-450	BC 214, BC 315, BC 415, BC 479, BC 560		21a
BC 407 (A,B)	PHI	Si/NPN	Uni	50V, 0.1A, 0.25W 300MHz, ß=125-500	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 417	4
BC 408 (A,B,C)	PHI	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.25W 300MHz, ß=125-900	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583	BC 418	4
BC 409 (B,C)	PHI	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.1A, 0.25W 300MHz, ß=240-900	BC 109, BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 239, BC 549, BC 564	BC 419	4
BC 410	SGS	Si/NPN	Uni	30V, 0.05A, 0.2W	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583		4
BC 411	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	85V, 1A, 0.3W	BC 141, BC 301, BC 538		8a
BC 412	AEG	Si/NPN	NF-Tr	75V, 1A, 0.5W	BC 141, BC 301, BC 538		4a
BC 413	AEG	Si/NPN	Uni-ra	45V, 0.1A, 0.3W 250MHz, ß=240-900	BC 148, BC 330, BC 384, BC 550	BC 415	21a
BC 414	AEG	Si/NPN	Uni-ra	50V, 0.1A, 0.3W 250MHz, ß=240-900	BC 148, BC 329, BC 384, BC 550	BC 416	21a
BC 415	AEG	Si/PNP	Uni-ra	45V, 0.1A, 0.3W 200MHz, ß=125-900	BC 214, BC 315, BC 526, BC 560	BC 413	21a

TYP	FIRMA	MAT./POL.	ZASTOSOWANIE	PARAMETRY	ZAMIENNIKI	PARA KOMPL.	RYS.
BC 416	AEG	Si/PNP	Uni-ra	50V, 0.1A, 0.3W 200MHz, β=125-900	BC 214, BC 315, BC 526, BC 560	BC 414	21a
BC 417	PHI	Si/PNP	Uni	50V, 0.1A, 0.25W 150MHz, β=75-260	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 407	4
BC 418	PHI	Si/PNP	Uni	30V, 0.1A, 0.25W 150MHz, β=75-500	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 408	4
BC 419	PHI	Si/PNP	Uni-ra	25V, 0.1A, 0.25W 150MHz, β=125-500	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 514, BC 559	BC 409	4
BC 420	SGS	Si/PNP	Vid	150V, 0.05A, 0.4W	BC 393, BC 531, BF 398, 2N3930-31		4a
BC 424	MOT	Si/NPN	NF-Tr	80V, 0.5A, 0.5W	BC 538, BC 535	BC 426	21e
BC 425	MOT	Si/NPN	NF-Tr	60V, 0.5A, 0.5W	BC 537, BC 535	BC 427	21e
BC 426	MOT	Si/PNP	NF-Tr	80V, 0.5A, 0.5W	BC 528, BC 534	BC 424	21e
BC 427	MOT	Si/PNP	NF-Tr	60V, 0.5A, 0.5W	BC 527, BC 534	BC 425	21e
BC 429	TIX	Si/NPN	NF-Tr/E	45V, 1A, 6W	BD 137	BC 430	29
BC 429A	TIX	Si/NPN	≈BC 429	60V			29
BC 430	TIX	Si/PNP	NF-Tr/E	45V, 1A, 6W	BD 138	BC 429	29
BC 430A	TIX	Si/PNP	≈BC 430	60V			29
BC 431	AEG	Si/NPN	NF-Tr	70V, 0.8A, 0.5W	BC 538, BC 535	BC 432	21a
BC 432	AEG	Si/PNP	NF-Tr	70V, 0.8A, 0.5W	BC 528, BC 534	BC 431	21a
BC 437	HIT	Si/NPN	Uni	50V, 0.1A, 0.22W 300MHz, β=110-450	BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582, BC 467		39d
BC 438	HIT	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.22W 300MHz, β=110-800	BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583, BC 468		39d
BC 439	HIT	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.1A, 0.22W 300MHz, β=200-800	BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 239, BC 549, BC 584, BC 469		39d
BC 440	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	50V, 2A, 1W	BC 140, BC 302, 2N5321	BC 460	6
BC 441	SGS	Si/NPN	NF-Tr/E	75V, 2A, 1W	BC 141, BC 301, 2N5321	BC 461	6
BC 445	MOT	Si/NPN	Uni	60V, 0.2A, 0.35W	BC 174, BC 190, BC 546	BC 446	21e
BC 446	MOT	Si/PNP	Uni	60V, 0.2A, 0.35W	BC 256, BC 266, BC 556	BC 445	21e
BC 447	MOT	Si/NPN	Uni	80V, 0.2A, 0.35W	BC 546	BC 448	21e
BC 448	MOT	Si/PNP	Uni	80V, 0.2A, 0.35W	BC 556	BC 447	21e
BC 449	MOT	Si/NPN	Uni	100V, 0.2A, 0.35W	BC 285, BC 532, BF 297	BC 450	21e
BC 450	MOT	Si/PNP	Uni	100V, 0.2A, 0.35W	BC 530, BF 397	BC 449	21e
BC 451	TOS	Si/NPN	Uni	50V, 0.1A, 0.3W >150MHz, β=125-900	BC 107, BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582	BC 454	21a
BC 452	TOS	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.3W >150MHz, β=125-900	BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583	BC 455	21a
BC 453	TOS	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.1A, 0.3W >150MHz, β=125-900	BC 109, BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 239, BC 549, BC 584	BC 456	21a
BC 454	TOS	Si/PNP	Uni	50V, 0.1A, 0.3W >150MHz, β=125-900	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 512, BC 557	BC 451	21a
BC 455	TOS	Si/PNP	Uni	30V, 0.1A, 0.3W >150MHz, β=125-900	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308 BC 513, BC 558	BC 452	21a
BC 456	TOS	Si/PNP	Uni-ra	30V, 0.1A, 0.3W >150MHz, β=125-900	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 514, BC 559	BC 453	21a
BC 460	SGS	Si/PNP	NF-Tr/E	50V, 2A, 1W	BC 161, BC 304, 2N5323	BC 440	6
BC 461	SGS	Si/PNP	NF-Tr/E	75V, 2A, 1W	BC 303, 2N5323	BC 441	6
BC 467	HIT	Si/NPN	Uni	50V, 0.1A, 0.22W 300MHz, β=120-460	BC 171, BC 182, BC 207, BC 382 BC 237, BC 547, BC 582, BC 467		39b
BC 468	HIT	Si/NPN	Uni	30V, 0.1A, 0.22W 300MHz, β=120-800	BC 172, BC 183, BC 208, BC 383 BC 238, BC 548, BC 583, BC 468		39b
BC 469	HIT	Si/NPN	Uni-ra	30V, 0.1A, 0.22W 300MHz, β=180-800	BC 173, BC 184, BC 209, BC 384 BC 239, BC 549, BC 584, BC 469		39b
BC 477	SGS	Si/PNP	Uni	80V, 0.15A, 0.36W	BC 556		4a
BC 478	SGS	Si/PNP	Uni	40V, 0.15A, 0.36W	BC 214, BC 315, BC 415, BC 560		4a
BC 479	SGS	Si/PNP	Uni-ra	40V, 0.15A, 0.36W	BC 214, BC 315, BC 415, BC 560		4a
BC 485	MOT	Si/NPN	NF-Tr/E	45V, 1A, 0.625W	BC 337, BC 737, BC 637	BC 486	21e
BC 486	MOT	Si/PNP	NF-Tr/E	45V, 1A, 0.625W	BC 327, BC 727, BC 638	BC 485	21e
BC 487	MOT	Si/NPN	NF-Tr/E	60V, 1A, 0.625W	BC 535, BC 537, BC 637	BC 488	21e
BC 488	MOT	Si/PNP	NF-Tr/E	60V, 1A, 0.625W	BC 527, BC 534, BC 639	BC 487	21e
BC 489	MOT	Si/NPN	NF-Tr/E	80V, 1A, 0.625W	BC 535, BC 538, BC 639	BC 490	21e
BC 490	MOT	Si/PNP	NF-Tr/E	80V, 1A, 0.625W	BC 534, BC 528, BC 640	BC 489	21e
BC 507 (A,B)	SGS	Si/NPN	Uni	70V, 0.2A, 0.36W 200MHz, β=110-450	BC 174, BC 190, BC 546		21a
BC 508 (A,B,C)	SGS	Si/NPN	Uni	60V, 0.2A, 0.36W 200MHz, β=110-850	BC 174, BC 182, BC 190, BC 546		21a
BC 509 (B,C)	SGS	Si/NPN	Uni-ra	60V, 0.2A, 0.36W 200MHz, β=200-850	BC 184, BC 384, BC 414, BC 550		21a
BC 510 (B,C)	SGS	Si/NPN	Uni-ra	40V, 0.2A, 0.36W 200MHz, β=200-850	BC 184, BC*384, BC 413, BC 550		21a
BC 512 (A,B)	TIX	Si/PNP	Uni	50V, 0.2A, 0.3W >200MHz, β=100-480	BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 307 BC 557	BC 582	21a
BC 513 (A,B,C)	TIX	Si/PNP	Uni	30V, 0.2A, 0.3W >200MHz, β=100-600	BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 306 BC 558	BC 583	21a
BC 514 (A,B,C)	TIX	Si/PNP	Uni-ra	30V, 0.2A, 0.3W >200MHz, β=100-600	BC 179, BC 206, BC 214, BC 253, BC 309 BC 559	BC 584	21a
BC 516	TIX	Si/PNP	Darl	40V, 0.4A, 0.625W	BC 876, MPS-A65-66	BC 517	21a
BC 517	TIX	Si/NPN	Darl	40V, 0.4A, 0.625W	BC 875, MPS-A13-14	BC 516	21a
BC 520 (B,C)	FCH	Si/NPN	Uni-ra	60V, 0.05A, 0.625W β=180-800	BC 329, BC 414, BC 550		21e
BC 521 (C,D)	FCH	Si/NPN	Uni-ra	45V, 0.05A, 0.625W β=380-1550	BC 330, BC 384, BC 413, BC 550		21e
BC 522 (C,D,E)	FCH	Si/NPN	Uni-ra	20V, 0.05A, 0.625W β=380-2200	BC 330, BC 384, BC 413, BC 549		21e
BC 523 (B,C)	FCH	Si/NPN	Uni-ra	45V, 0.05A, 0.625W β=180-800	BC 330, BC 384, BC 414, BC 550		21e
BC 524	TIX	Si/NPN	Uni	45V, 0.1A, 0.625W	BC 547		21e
BC 525	FCH	Si/PNP	Uni-ra	45V, 0.1A, 0.625W β=100-300	BC 560		21e
BC 526	FCH	Si/PNP	Uni-ra	60V, 0.2A, 0.625W	BC 560		21e
BC 527	FCH	Si/PNP	NF-Tr/E	60V, 1A, 0.625W	BC 534, BC 488, BC 638	BC 537	21e
BC 528	FCH	Si/PNP	NF-Tr/E	80V, 1A, 0.625W	BC 534, BC 490, BC 640	BC 538	21e
BC 529	FCH	Si/PNP	Uni	50V, 0.2A, 0.625W	BC 557		21e

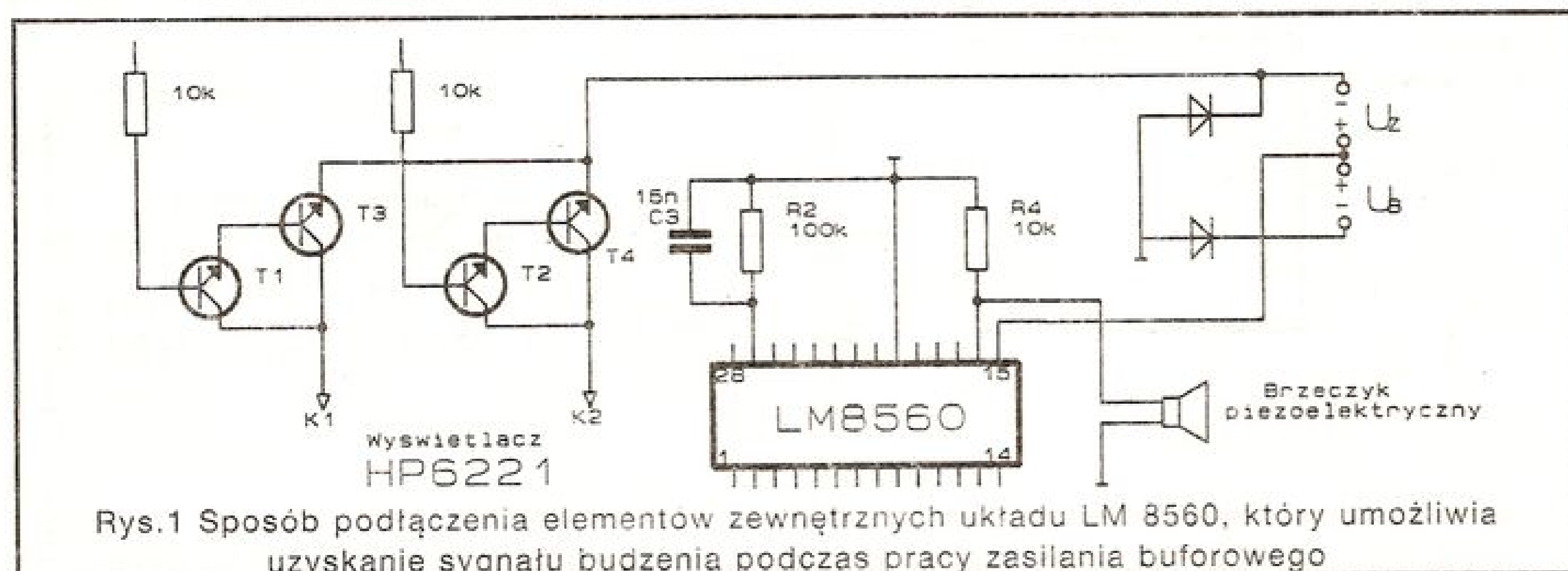
Witold Dąbrowski

Usprawnienie zegara cyfrowego z układem scalonym LM 8560

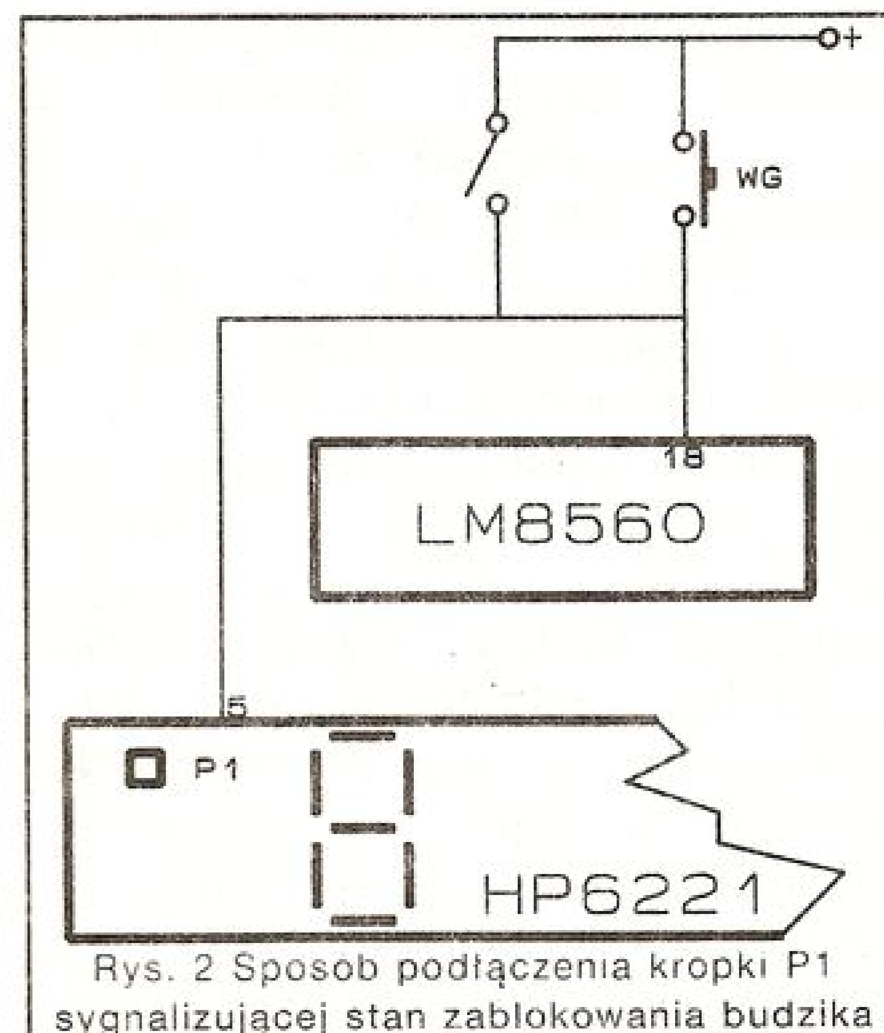
W numerze 9/91 Radioelektronika został przedstawiony zegar cyfrowy z układem LM 8560. W celu uzyskania częstotliwości wzorcowej zastosowano rezonator kwarcowy.

Układ ten ma jednak małą wadę. W przypadku braku napięcia sieci, nie może wysyłać sygnału budzenia. Można temu zaradzić poprzez odpowiednie włączenie elementów R2 i C3, oraz w przypadku zastosowania brzęczyka piezoelektrycznego – rezystora R4 (Rys.1).

W przypadku braku przełącznika z zestykami przełącznymi można wykorzystać do blokowania budzika zwykły włącznik. Oczywiście chodzi o wykorzystanie do sygnalizacji kropki P1 wyświetlacza.



Rys.1 Sposób podłączenia elementow zewnętrznych układu LM 8560, który umożliwia uzyskanie sygnału budzenia podczas pracy zasilania buforowego



Rys. 2 Sposób podłączenia kropki P1 sygnalizującej stan zablokowania budzika

mgr inż. Aleksander Rode

Ładowanie akumulatora w dowolnej temperaturze

Prosta modyfikacja standardowego monolitycznego stabilizatora napięcia może dostarczyć skompensowanego temperaturowo stałonapięciowego układu do ładowania akumulatorów ołowiowych – kwasowych. Napięcie ładowania liniowo zmienia się od 15.5[V] w temperaturze −20[°C] do 14.1[V] w temperaturze +50[°C]. Są to wartości dla akumulatora złożonego z 6 cel (około 12.6[V]). Przez zmianę wartości rezystora, układ może pracować dla innych wartości napięcia nominalnego akumulatora – Rys.1. Układ firmy National Semiconductor typu LP 2951 dostarcza różnych funkcji, np. posiada napięcie odniesienia o dużej stabilności, wzmacniacz błędu, ogranicznik prądu i układ zabezpieczający i blokujący przy przekroczeniu temperatury ograniczenia. Układ ten został wybrany do sterowania napięciem wyjściowym do ładowania, ponieważ posiada mały prąd spoczynkowy, mały spadek napięcia i wysokoimpedancyjne wejście dla pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza błędu. Pętla sprzężenia zwrotnego działa z wewnętrznym źródłem napięcia odniesienia, utrzymującym napięcie około 1.23[V], które ma swoje wyprowadzenie na pinie 7. Ponieważ prąd wpływający do tego pinu jest bardzo mały, wobec tego można przyjąć, że przez rezystor R1 przepływa stały prąd niezależnie od temperatury. Prąd ten rowny jest 1.23[V]/100[kΩ]≈12[μA]. Prąd kolektora tranzystora T1 jest również równy 12[μA], zaniedbując mały prąd (mniejszy od 1[μA]) przepływający przez rezystor R2, który polaryzuje złącze baza-emiter tranzystora T1. Temperaturowy współczynnik napięcia złącza U_{BE} tranzystora krzemowego, przy stałym prądzie kolektorowym wynosi −2[mV]/[°C]. Aby osiągnąć pożądaną kompensację temperaturową napięcia ładującego (wyjściowego) wymagany jest temperaturowy współczynnik napięcia wyjściowego określony wyrażeniem:

(1) 14.1[V]−15.5[V]/{(50[°C]−(−20[°C])}=1.4[V]/70[°C] = =−20[mV]/[°C]

 c.d. ze str. 17

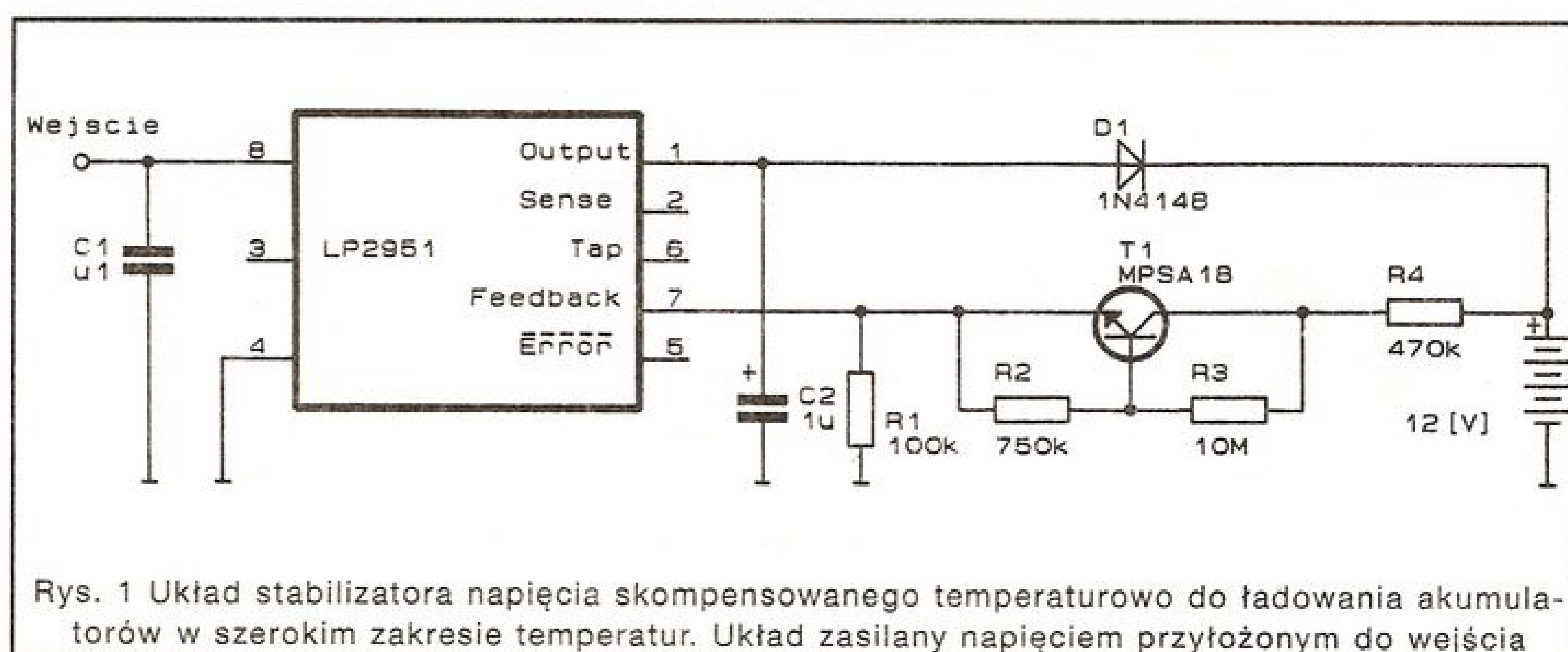
mgr inż.
Aleksander Rode

Układ z tranzystorem MPSA-18 przenosi temperaturowy współczynnik napięcia UBE = -2[mV]/[°C] ze współczynnikiem równym 10 na stronę napięcia wyjściowego, co daje pożądany temperaturowy współczynnik napięcia wyjściowego obliczony wg. (1) = -20[mV/°C].

Tranzystor MPSA-18 utrzymuje współczynnik beta rzędu kilkuset, przy prądzie kolektora rzędu A. Rezystor R4 powoduje stały spadek napięcia, który jest dodawany do napięcia odniesienia układu LP 2951 równego 1.23[V] i napięcia UBE ustawiając wyjściowe napięcie układu. Taka konfiguracja zapewnia prosty dobór elementów układu dla wymaganego napięcia wyjściowego i wymaganego temperaturowego współczynnika napięcia wyjściowego. Skoro życzymy sobie jakiś temperaturowy współczynnik napięcia, wówczas rezystory R2 i R3 wyznaczają współczynnik przeniesienia do napięcia wyjściowego. Następnie rezystor R4 będzie określony przez wyjściowe napięcie ładowania. Jeżeli wymagane jest precyzyjne sterowanie napięcia wyjściowego wówczas wartość rezystancji R4 może być regulowana np. potencjometrem, co nie będzie miało wpływu na wyjściowy temperaturowy współczynnik napięcia wyjściowego. Jeżeli wymagana jest większa precyzja, wówczas rezystor R2 można podzielić na dwa (w tym jeden musi być potencjometrem) i wówczas można będzie ustawić precyzyjnie temperaturowy współczynnik napięcia wyjściowego. W praktyce dla uzyskania dużej dokładności wszystkie rezystory powinny być o niskim temperaturowym współczynniku napięciowym, cechę tę mają rezystory metalizowane. Jeżeli nie jest podłączone żadne napięcie do wejścia stabilizatora, wówczas dioda D1 izoluje stabilizator od akumulatora, chroniąc przed nadmiernym prądem, który by wpływał do stabilizatora. W takim układzie prąd wpływający do układu stabilizatora LP 2951 jest ograniczony głównie przez sumę rezystancji R3 + R4.

Opracowano na podstawie:

ED 22/89



Rys. 1 Układ stabilizatora napięcia skompensowanego temperaturowo do ładowania akumulatorów w szerokim zakresie temperatur. Układ zasilany napięciem przyłożonym do wejścia

AUTO

mgr inż.
Witold Wrotek

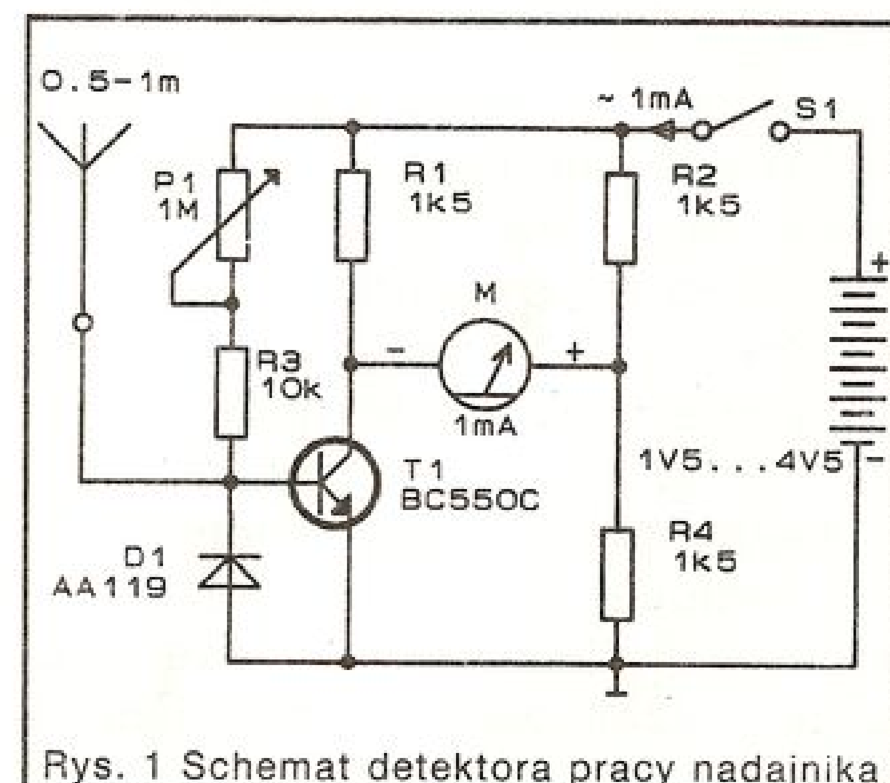
Prosty wskaźnik natężenie pola

Sprawdzono w praktyce, że opisany poniżej prosty układ może być wielce pomocny w sytuacjach, gdy wykorzystywane są sterowane drogą radiową urządzenia lub modele. Pozwala on szybko stwierdzić w warunkach polowych czy do odbiornika dociera sygnał sterujący. Tą drogą możemy również uzyskać wskazówkę co uległo uszkodzeniu: nadajnik czy odbiornik.

Jedynym aktywnym elementem w układzie wskaźnika jest tranzystor. Pełni on rolę regulowanej rezystancji w jednym z ramion mostka pomiarowego. Baza tranzystora jest dołączona do anteny prętowej. Napięcie wysokiej częstotliwości, które zaindukuje się w antenie po umieszczeniu jej w zmiennym polu magnetycznym wytwarzanym przez nadajnik, spowoduje wysterowanie tranzystora i wytrącenie mostka ze stanu równowagi. Prąd popłynie wówczas przez R2, miernik oraz złącze kolektor - emiter tranzystora. Wskaźnik należy wyzerować przy pomocy potencjometru P1 przed włączeniem nadajnika.

Opracowano na podstawie:

Elektor Electronics, July/August 1985



Rys. 1 Schemat detektora pracy nadajnika

RADIO

mgr inż.
Sławomir Szczęśniewicz

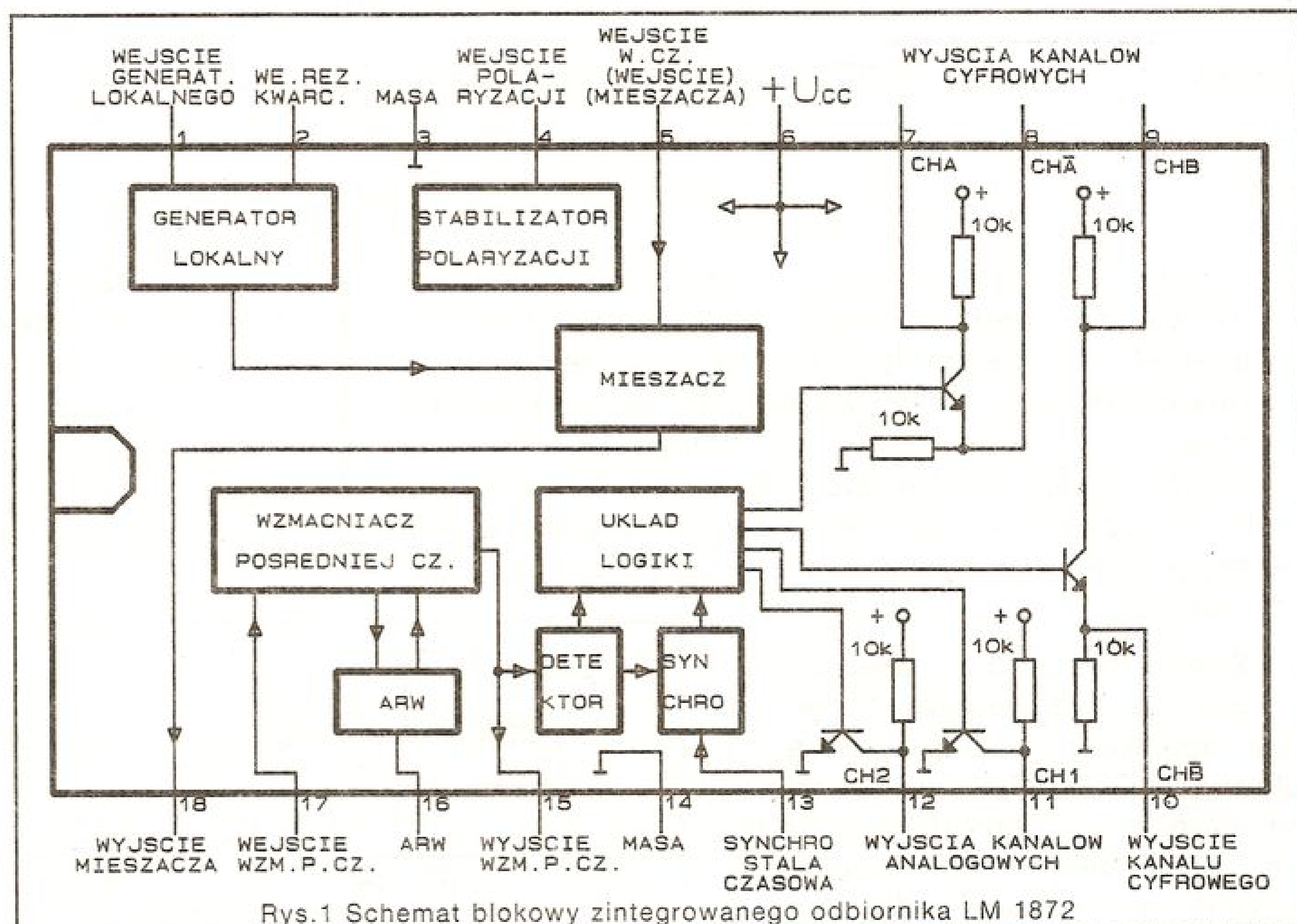
LM 1871 i LM 1872 – sześciokanałowy system sterowania radiowego Część II – Odbiornik

LM 1872 jest kompletnym odbiornikiem – dekoderem stanowiącym ogniwo systemu zdalnego sterowania. Odbiornik został zaprojektowany do współpracy z nadajnikiem wykonanym w oparciu o LM 1871. Wykonanie odbiornika z wykorzystaniem układu LM 1872 w jego podstawowej konfiguracji (Rys.2) zapewnia nam odtworzenie "pierwotnej" informacji zadanej w sześciu niezależnych funkcjonalnie kanałach. Dwa kanały CH1 i CH2, jako pierwsze w cyklu transmisji szeregowej umożliwiają nam sterowanie analogowe (proporcjonalne), kolejne cztery – jedynie w systemie binarnym (włącz/wyłącz). Rozszerzenie technicznych możliwości systemu sterowania do poziomu pozwalającego w pełni wykorzystać atuty nadajnika LM 1871 jest proste do realizacji, ponieważ zostało przewidziane przez wytwórcę LM. Drogą niewielkich modyfikacji układowych po stronie wyjścia LM 1872, możemy przystosować układ do pracy z czterema, a nawet z sześcioma kanałami proporcjonalnymi, co stwarza warunki do różnorakiego zastosowania opisywanego systemu.

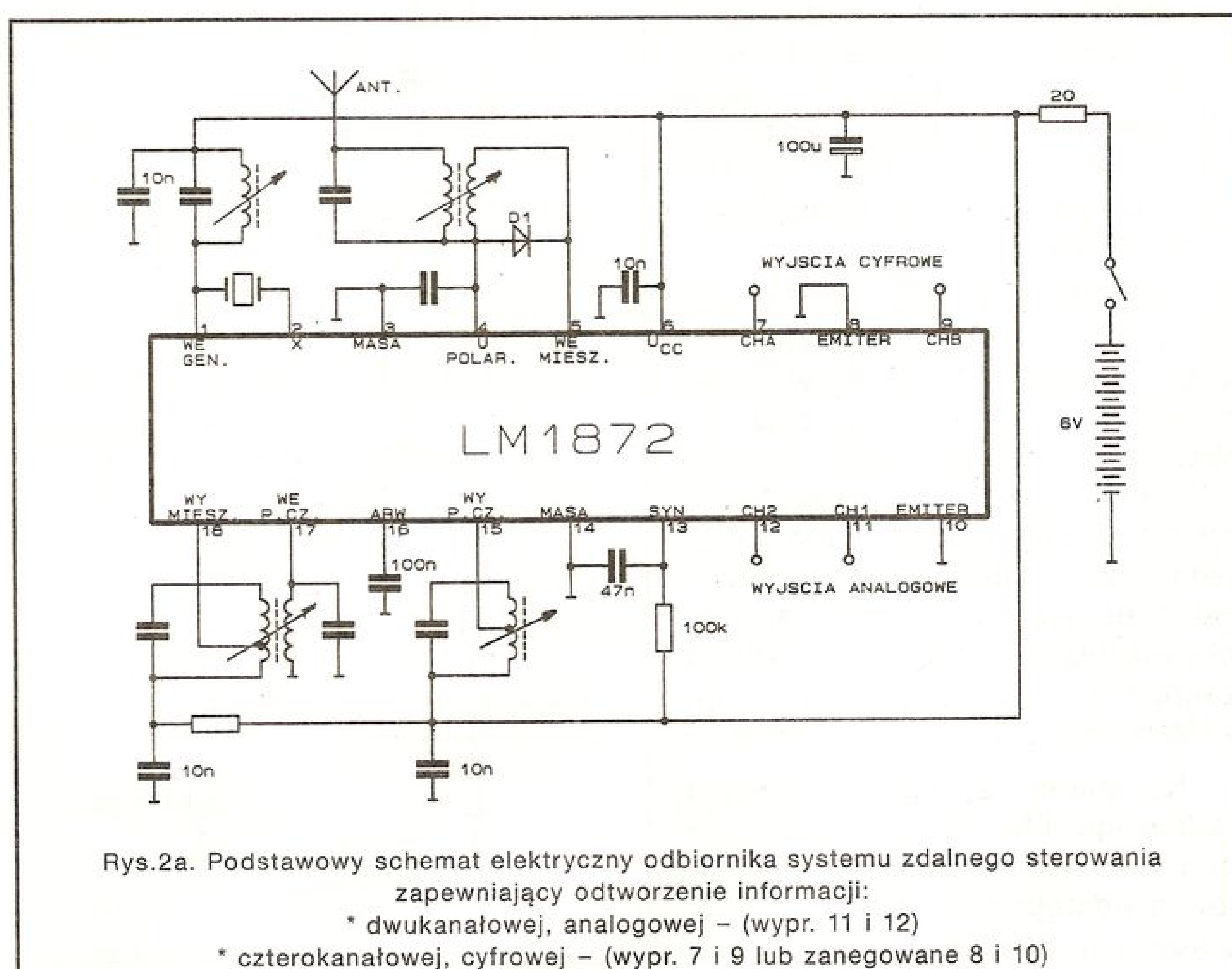
Układ został strukturalnie zaprezentowany na Rys.1. Zawiera komplet elementów funkcyjnych niezbędnych do realizacji odbiornika superheterrodynowego o dobrych parametrach elektrycznych, mogącego pracować w paśmie od 50kHz do 72MHz.

Pierwszym elementem toru odbiorczego jest wysokosprawny mieszacz. Argumentami przemiany są: sygnał w.cz. pochodzący z odbiorczego systemu antenowego przekazywany do wyprowadzenia 5US, oraz sygnał z generatora lokalnego. Generator lokalny jest oscylatorem kwarcowym zapewniającym dużą stabilność i selektywność przemiany częstotliwości oraz duży poziom sygnału wyjściowego mieszacza, a zatem pozwala uzyskać dużą czułość odbiornika (nie jest to warunek jedyny).

Produkt wyjściowy mieszacza (wypr.18) jest poddawany filtracji dla wydzielenia sygnału o częstotliwości pośredniej, a następnie z zachowaniem zasad dopasowania przekazany na wejście wzmacniacza



Rys.1 Schemat blokowy zintegrowanego odbiornika LM 1872



Rys.2a. Podstawowy schemat elektryczny odbiornika systemu zdalnego sterowania zapewniający odtworzenie informacji:
* dwukanałowej, analogowej – (wypr. 11 i 12)
* czterokanałowej, cyfrowej – (wypr. 7 i 9 lub zanegowane 8 i 10)

c.d. ze str. 19

mgr inż. Sławomir Szczęśniewicz

LM 1871 NADAJNIK			LM 1872 ODBIORNIK				
STAN WEJŚĆ		SYGNAŁ RADIOWY	WYJ. LICZNIKÓW			WYJŚCIA CYFROWE	
końc. 5	końc. 6		QA	QB	QC	kanał A	kanał B
otwarte	otwarte	▭–1–2–3–synchro	1	0	0	włączone	włączone
masa	otwarte	▭–1–2–3–4–synchro	1	0	1	wyłączone	włączone
otwarte	masa	▭–1–2–3–4–5–synch	1	1	0	włączone	wyłączone
masa	masa	▭–1–2–3–4–5–6–sy	1	1	1	wyłączone	wyłączone

Rys.2b. Algorytm przekazywania informacji cyfrowych kanałów systemu LM 1871/72

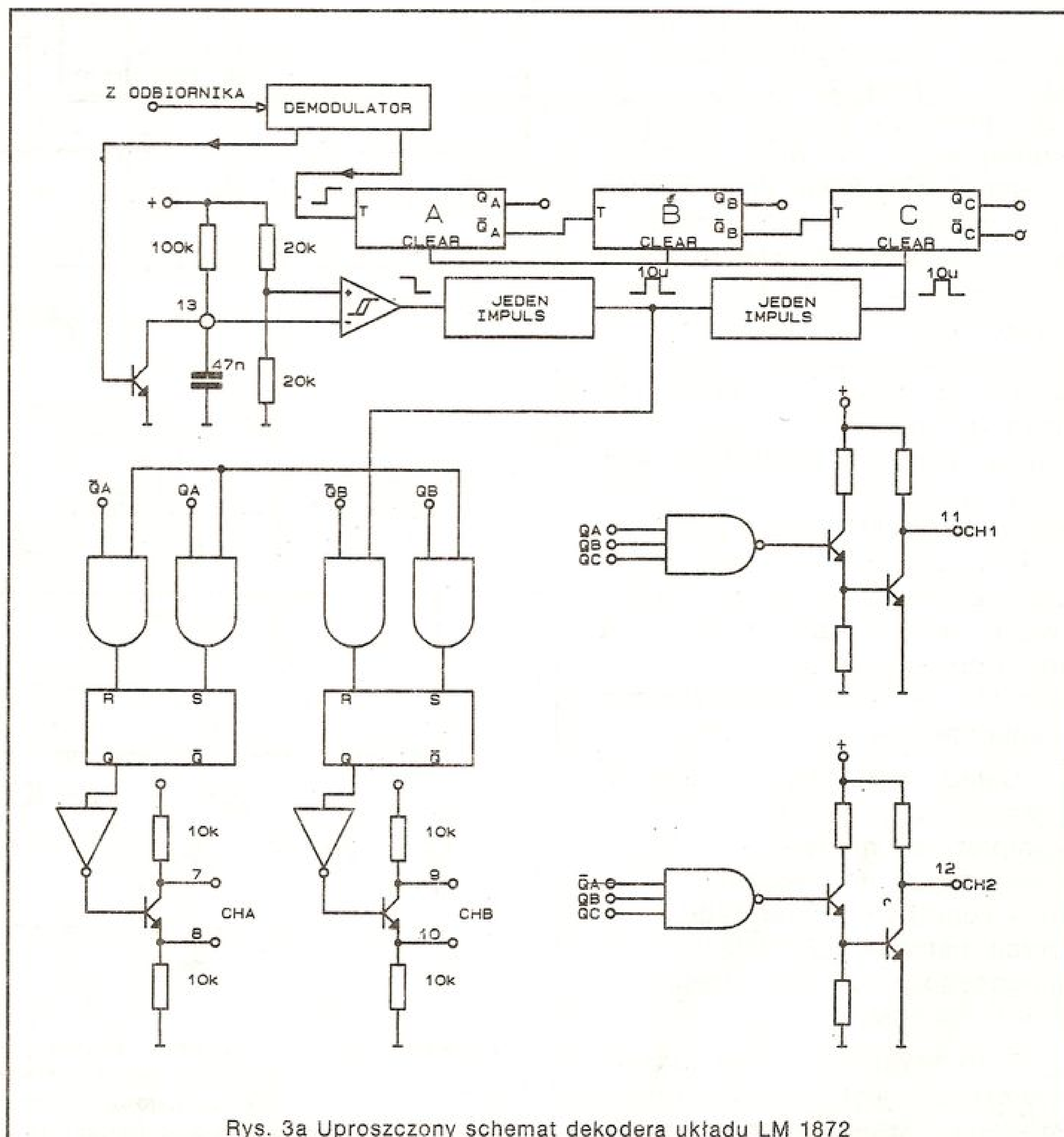
p.cz. (wypr. 17). Wzmacniacz ten jest objęty niezbędną w AM-ach pętlą automatycznej regulacji wzmocnienia ARU. Z działania ARU możemy zrezygnować za pośrednictwem wyprowadzenia 16, do którego dołączona jest również pojemność decydująca o stałej czasowej pętli. Ostatni stopień wzmacniacza p.cz. jest różnicowym wzmacniaczem rezonansowym pracującym z zewnętrznym obwodem LC (wypr. 15) o dużej dobroci.

Zapewnia to selektywną, sprawną pracę następującego po nim detektora i demodulatora. W układach SYNCHRO są wydzielane sygnały synchronizujące będące podstawą dla poprawnej współpracy kodera i dekodera w wielokanałowym systemie zdalnego sterowania. Układ logiczny o przedstawionym w uproszczeniu schemacie z Rys.3 jest zdolny zdekodować dwa kanały analogowe i cztery binarne lub wydzielić impulsy dla układów modyfikujących system.

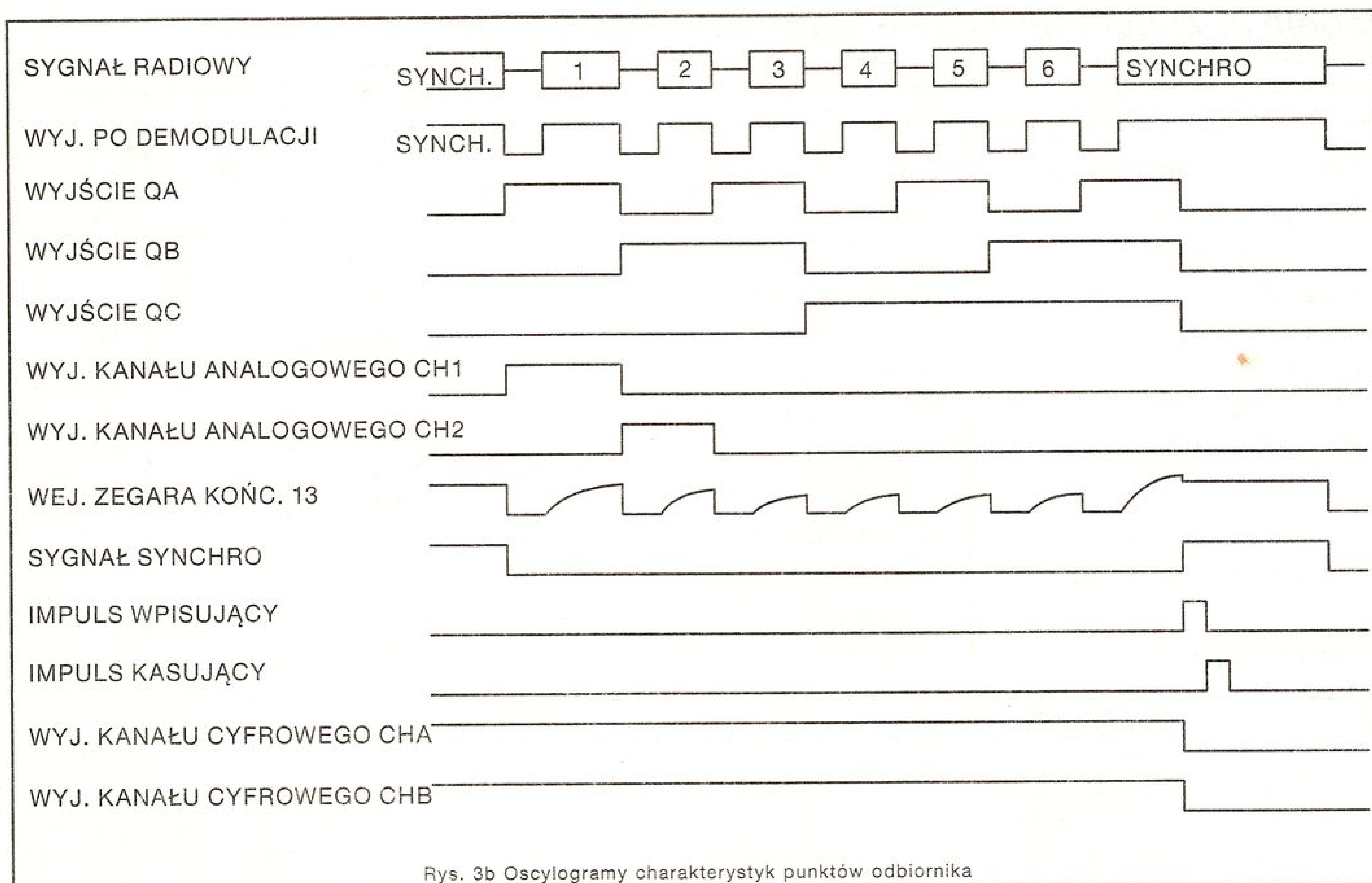
Jak przedstawiono na schemacie z Rys.2 a, rezonator kwarcowy oraz elementy LC obwodów: antenowego, preselekcji p.cz. oraz detektora są elementami zewnętrznymi. Daje to możliwości elastycznego wykorzystania LM 1872, jednak ze względów praktycznych zalecone jest stosowanie się do obowiązujących tego typu sprzęt zakresów częstotliwości np. 27MHz.

Kompletny system sterowania radiowego LM 1871/72 zapewnia pracę w obrębie jednego z kanałów z odstępem 10kHz. „Przy zastosowaniu zalecanych tB i pozostałych czasów pracy poszczególnych układów nadajnika nie ma obawy o zbyt duży poziom zakłóceń radiowych na częstotliwościach sąsiednich.

W układzie odbiorczym zalecana jest praca z częstotliwością pośrednią ≈455kHz. Jest to częstotliwość zbliżona do często spotykanej w układach odbiorczych, a jednak celowo odmienna. Takie



Rys. 3a Uproszczony schemat dekodera układu LM 1872



Rys. 3b Oscylogramy charakterystyk punktów odbiornika

Tabela 1. Stałoprądowe parametry elektryczne

U_{cc} = 6V, T_o = 25°C

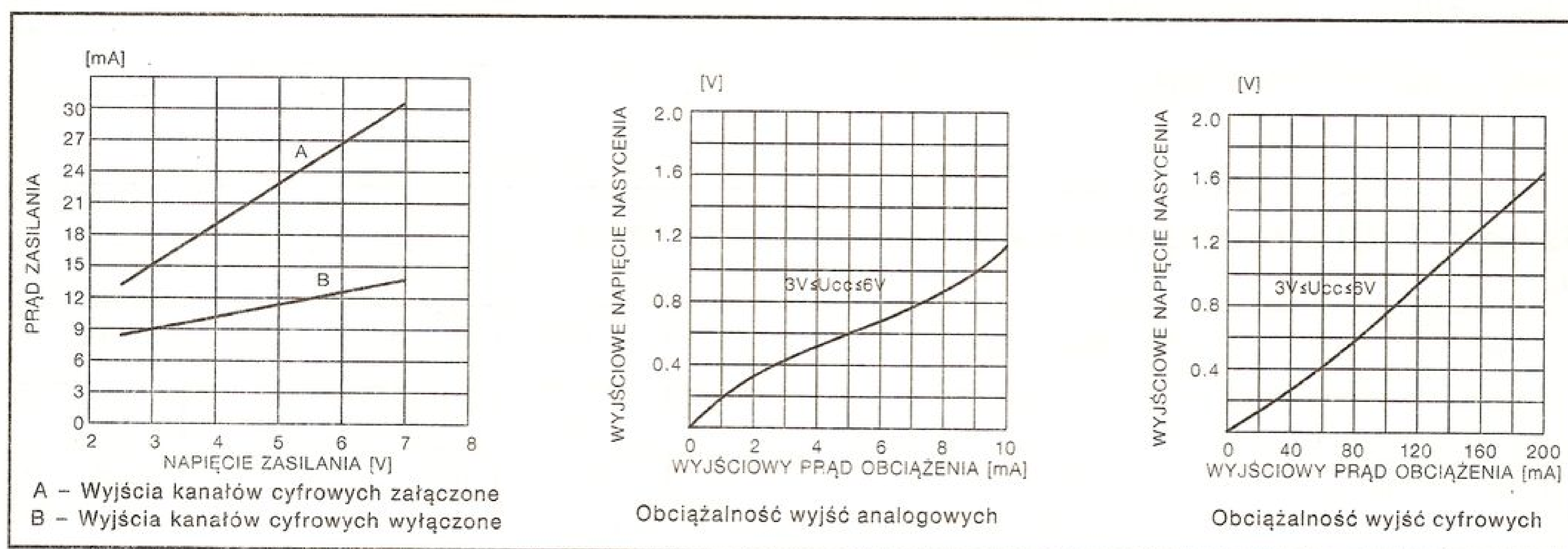
Parametr	Stan pomiaru	Min	Typ	Max	Jedn
Napięcie zasilania		2.5	6	7	V
Prąd zasilania	Kanały CHA i B otwarte	9	13	18	mA
	Kanały CHA i B zamknięte		27		mA
Napięcie polaryzacji	Wyprowadzenie 4	1.85	2.1	2.35	V
KANAŁY BINARNE [A i B]					
Napięcie nasycenia	Wyprowadzenia 7 i 9, R_L=100Ω		0.4	0.7	V
Rezystancja nasycenia	Wyprowadzenie 7 i 9		7		Ω
Prąd źródła	Wyprowadzenia (8 i 10)≤1V	100			mA
Rezyst. kolektora wzgl. U_{cc}	Wyprowadzenia 7 i 9	5	10	20	kΩ
Rezyst. emitera wzgl. masy	Wyprowadzenia 7 i 9	5	10	20	kΩ
KANAŁY ANALOGOWE [1 i 2]					
Napięcie nasycenia	Wyprowadzenia 11 i 12, R_L=2kΩ		0.45	0.7	V
Rezystancja nasycenia	Wyprowadzenia 11 i 12		160		Ω
Rezyst. kolektora wzgl. U_{cc}	Wyprowadzenia 11 i 12	5	10	20	kΩ

c.d. ze str. 21

mgr inż. Sławomir Szczęśniewicz

Tabela 2. Zmiennoprądowe parametry elektryczne

Parametr	Stan pomiaru	Typ	Max	Jedn.
Czułość w.cz. (asekuracyjna)	Dla ciągłej pracy dekodera	22	39	µV
Czułość w.cz. (użytkowa)	f_0=49MHz	12		µV
Pasmo przenoszenia	Wypr. 15 ze spadkiem 3dB	3.2		kHz
Próg ARW	Na wejściu w.cz.	88		µV
Impedancja wej. mieszacza	Wypr. 5 do 4 (49MHz)	20÷5pF		kΩ
Impedancja wyj. mieszacza	Wypr. 18 wzgl. masy	250		kΩ
Impedancja wej. p.cz.	Wypr. 17 wzgl. masy	5500		Ω
Impedancja wyj. p.cz.	Wypr. 15 wzgl. masy			
	ARW włączona	800		kΩ
	ARW wyłączona	2		MΩ
Próg działania detektora	W odniesieniu do wypr. 5			
	jako wejście w.cz.	20		µV
Poziom sygnału p.cz.	Wypr. 15, U_{WEJ} w.cz.=100µV	70		mV_{RMS}



A – Wyjścia kanałów cyfrowych załączone
B – Wyjścia kanałów cyfrowych wyłączone

Obciążalność wyjść analogowych

Obciążalność wyjść cyfrowych

rozwiązanie pozwala uniknąć szkodliwych wzajemnych interferencji z innymi urządzeniami, a jednocześnie pozwala na zastosowanie typowych elementów indukcyjnych.

W kolejnej części dotyczącej w.w systemu sterowania przedstawiony zostanie przykładowy projekt i dane pozwalające na praktyczne wykonanie systemu w różnych wersjach użytkowych.

Opracowano na podstawie:
National Semiconductor,
Special Purpose Linear Devices

c.d. w następnym numerze

RADIO

Informujemy Szanownych Czytelników, że Redakcja nie posiada archiwalnych numerów miesięcznika "Elektronik Hobby"

OD REDAKCJI

mgr inż.
Adam Sztorc

ELEKTRONIK
Nr 7 HOBBY 1992

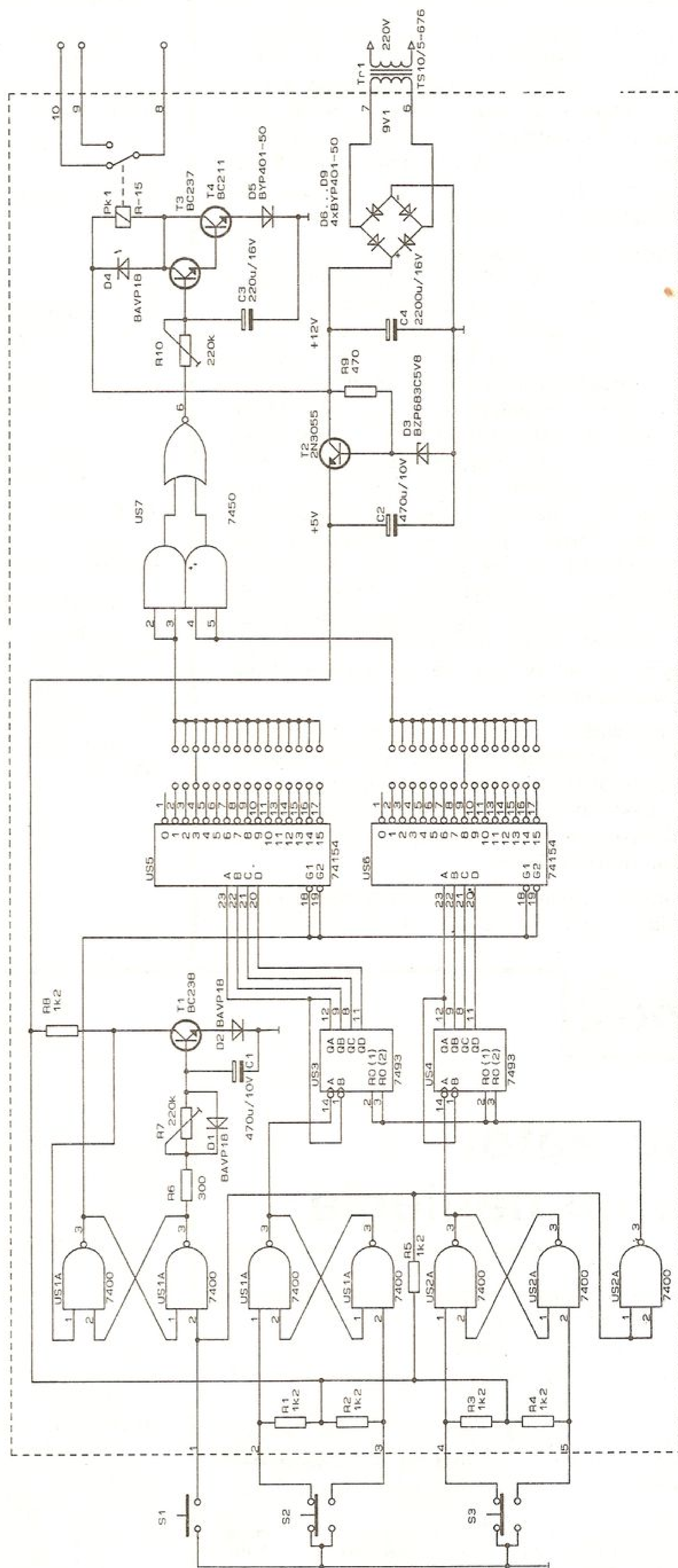
Cyfrowy zamek kodowy

Zamek ten można wykorzystać do ochrony samochodu, strzeżonych różnych pomieszczeń, itp. "Kluczem" do zamka jest określona kombinacja wybierana przy pomocy trzech przycisków.

Nieznaczna zmiana kodu, możliwość zastosowania dwuznacznych kombinacji, którą jest łatwo zapamiętać, niskowoltowe zasilanie i małe rozmiary – to podstawowe zalety przedkładanej konstrukcji.

Zamek kodowy złożony jest z trzech funkcjonalnych układów (patrz Rys.1): przekaźnika czasowego (US1.1, US1.2, T1), zapewniającego podtrzymanie czasu do wybrania kodu, klucza, (US1 – US7) i urządzenia wykonawczego (T3, T4, Pk1). Klucz kodowy złożony jest z układów formujących impulsy (US1, US2) odpornych na drgania zestyków przycisków S2 i S3, liczników dwójkowych (US3, US4) z dekoderami (US5, US6) i układu koincydencji (US7), sterującego układem wykonawczym – tranzystorowym kluczem T3, T4 z czasowym podtrzymaniem.

Zamek cyfrowy pracuje w następujący sposób. W położeniu wyjściowym tranzystor T1 jest zatkany, logiczna 1 na wyjściu elementu US1.1 postępuje na wejścia strobujące 1G i 2G dekoderów i uniemożliwia ich pracę. Dlatego też podanie impulsów przy pomocy przycisków kodowych S2 i S3 nie wpływa na sygnał wyjściowy. Stąd też na wszystkich wyjściach dekoderów US5, US6 występuje logiczna 1, a na wyjściu układu koincydencji US7 – logiczne 0, tranzystory zestawne T3, T4 są zatkane i przekaź-



Rys.1 Układ elektryczny cyfrowego zamka kodowego

mgr inż. Adam Sztorc

nik Pk1 nie jest spolaryzowany.

Jeżeli potrzeba otworzyć zamek, najpierw naciskamy przycisk S1 przekaźnika czasowego. Przy tym na wyjściu US1.1 przerzutnika RS ustanawia się logiczne 0, pobudzające do pracy dekoder. Na wyjściu US1.2 ustanawia się logiczna 1 i zaczyna się proces ładowania kondensatora C1. W tym czasie należy wybrać kod przy pomocy przycisków S2 i S3 (czas ładowania określają wartości elementów R7, C1).

W rozpatrywanym wariancie kodem jest liczba "38", to jest trzy przyciśnięcia przyciskiem S2 i osiem impulsów od przycisku S3 (8 naciśnięć). Po wybraniu kodu na wyjściach 03 dekodera US5 i 08 dekodera US6 ustanawia się logiczne 0. Na wyjściu układu koincydencji US7 pojawia się logiczna 1. Poprzez odcinek czasu, określony stałą czasową obwodu R10, C3 (około 3...5s), tranzystory T3, T4 odtykają się i przekaźnik Pk1 przyciąga swoje zestyki. Podtrzymanie czasowe utrudnia dobór kodu. Jego długość ustanawia się eksperymentalnie przy pomocy zadającego czas obwodu R7, C1 (w schemacie stała czasowa ustanowiona jest na około 15s). Kasowanie na zero odbywa się przy przyciśnięciu przycisku S1 (w momencie zadziałania przekaźnika czasowego). Przycisk ten powinien być umieszczony w ukrytym miejscu – tym samym tworzy się dodatkowe utrudnienie dla otwarcia zamka.

Istnieje możliwość dodania dodatkowych znaków kodu na drodze wprowadzenia kolejnych przycisków z układami funkcjonalnymi "układ formujący – licznik – dekoder" i zastosowaniem w układzie elektrycznym elementu koincydencji z dużą liczbą wejść (na przykład układ scalony UCY 7453).

Wysoki logiczny poziom na wejściach mikroukładu US7 i opóźnienie czasowe na T3, T4 zapewniają odporność zamka na zakłócenia.

Urządzenie nie jest krytyczne w doborze elementów. Możliwe jest stosowanie innych układów scalonych, zapewniających te same funkcje (np. zastosowanie liczników na przerzutnikach typu D).

W zamku kodowym jako D1, D2, D4, D5 z powodzeniem pracują dowolne małej mocy diody krzemowe. Tranzystory BC237, BC238 można zamienić na BC107, BC147.

Rezystory zmienne R7, R10 mają wartość rezystancji 100...470kΩ . W miejsce nich dopuszcza się stosowanie rezystorów stałych, dobrawszy ich wartości w procesie uruchamiania urządzenia.

Urządzenie najlepiej zmontować jest na płycie z laminatu jednostronnie foliowanego miedzią. Wyprowadzenia układów scalonych US5 i US6 w celu ustawienia kodu, podłączamy do wspólnej szyny – odcinkiem przewodu jednożyłowego Ø0.6 ÷ 1mm, wygiętego w kształcie litery U.

Zamek zasilany jest z zasilacza stabilizowanego o napięciu wyjściowym 5 ± 0.5V.

Transformator sieciowy Tr1 – dowolny małej mocy, o napięciu uzwojenia wtórnego 9 ÷ 10V, na przykład TS 10/5/676.

Uruchomienie urządzenia sprowadza się do sprawdzenia prawidłowości montażu, wyboru kodu i ustanowienia stałych czasowych obwodów R7, C1 i R10, C3.

DOM

mgr inż. Witold Wrotek

Sygnalizator poziomu napięcia

Gdy napięcie podawane na wejście pomiarowe układu zmienia sie od 0[V] do +12[V], dioda D1 świeci początkowo na zielono, i następnie zmienia kolejno kolor na pomarańczowy, żółty, aż wreszcie staje się czerwona.

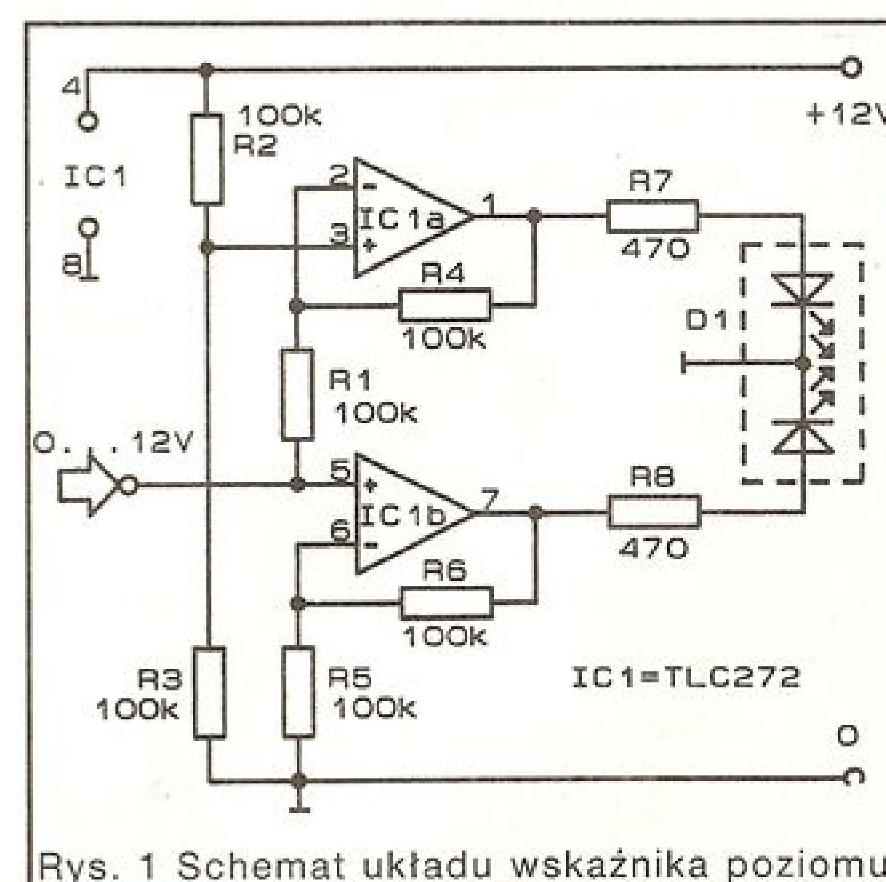
Tajemnica powyższego efektu tkwi w tym, iż obie sekcje dwukolorowego wskaźnika są sterowane oddzielnie: zielona przez IC1a i R7, a czerwona przez IC1b i R8.

Wzmacniacz operacyjny IC1b ma wzmocnienie równe dwa. W rezultacie czerwona dioda LED będzie maksymalnie wysterowana gdy: Uwej › Ub/2.

Wzmacniacz operacyjny IC1a dokonuje inwersji sygnału, a jego wzmocnienie wynosi dwa. Dla Uwej ‹ Ub2 jego wyjście znajduje się w stanie wysokim.

Gdy Uwej będzie rosło, w okolicach Ub/2 zielona sekcja zacznie stopniowo przygasać, aż przestanie świecić po zrównaniu się poziomów: Uwej i Ub.

Napięcie zasilające nie powinno prze-



Rys. 1 Schemat układu wskaźnika poziomu

WARSZTAT

kraczać 30[V]. Jeśli będzie większe niż 12[V] należy odpowiednio zmienić wartość rezystorów R7 i R8.

Układ przy zasilaniu ze źródła 12[V] czerpie prąd o wartości około 35[mA].

Opracowano na podstawie:

Elektor Electronics, July/August 1991

mgr inż.
Jolanta Dąbrowska

Nowe możliwości w elektronice – tranzystor SiGe

Badacze z instytutu IBM skonstruowali eksperymentalny, o wysokiej wydajności MOSFET z kanałem typu p wykorzystujący zarówno krzem jak i german. Naukowcy wierzą, że urządzenia wykorzystujące nowatorski pomysł i nowe materiały mogłyby dać podwaliny tranzystorom krzemowo – germanowym wykorzystywanym w przyszłych chipach. Szczegóły udoskonalonych mosfetów zostały przedstawione na ostatnim sympozjum, które odbyło się w Japonii, a było poświęcone technologii NLSI.

Mosfet ma szerokość mniejszą od 1µm i pracuje w temperaturze ciekłego azotu (–196°C). Zwiększoną wydajność uzyskano poprzez zbudowanie ultra–cienkiego kańału ze stopu krzemu i germanu znajdującego się pod powierzchnią krzemu mosfetu, a to w celu ograniczenia ruchliwości ładunków prowadzących prąd przez urządzenie. Warstwa germanu zamyka ładunki tuż pod powierzchnią, chroniąc je przed zderzeniem z nią i rozproszeniem z ich zaprojektowanej drogi prowadzącej przez tranzystor. Badacze zbudowali kanał tak, że jest on pozbawiony domieszek, stopuje ładunki przed zderzeniem z domieszkowanymi atomami wzdłuż drogi. W zamian za to warstwa domieszkowanego krzemu jest umieszczona bezpośrednio pod kanałem. Ta warstwa domieszki ustala napięcie, przy którym tranzystor załącza się i wyłącza.

W rezultacie ruchliwość ładunków wędrujących w tranzystorze jest dwukrotnie lepsza niż w podobnych, zbudowanych do tej pory tranzystorach mosfet z kanałem typu p o submikronowej wielkości.

Tranzystor z kanałem typu p, wykorzystujący ruchliwość dziur, jest zazwyczaj wolniejszy niż tranzystor z kanałem typu n.

Celowe jest używanie tego ulepszonego tranzystora z kanałem typu p jeśli chodzi o zwiększenie prędkości komplementarnych układów, gdzie pracują razem oba typy tranzystorów.

Układy typu CMOS (complementary metal oxide semiconductor) oszczędzają moc pozwalając projektantom na umieszczenie większej ilości układów w chipie.

Opracowano na podstawie:

Electronic World+Wireless World september 1991

Errata

W numerze 4/92 miesięcznika ˝Elektronik Hobby˝ z winy Redakcji wkradł się błąd w nazwisku Autora artykułu ˝Sygnalizator konieczności zapięcia pasów bezpieczeństwa˝, które winno brzmieć Marek Czeremski.

Pana Marka Czeremskiego oraz Czytelników za naszą pomyłkę serdecznia przepraszamy.

Ogłoszenia drobne

Tanie WYKRYWACZE METALI pocztą. PPH ARMAND, Ryszarda 44, 05-800 Pruszków. D-4

KUPIMY ZŁĄCZA KRAWĘDZIOWE LDB-1÷3. Płacimy minimum równowartość 5$ - sztuka. zakupimy złomowane urządzenia zawierające złącza LDB - np. systemu "ODRA". Warszawa tel. 29-81 53. Poniedziałki godz. 10÷12, 19÷21. D-8

STEROWNIKI węży dyskotekowych, 200 kombinacji. Informacje, koperta zwrotna + znaczek. "VOLT-S", ul. Malborska 88/24, 82-300 ELBLĄG. D-111

POZYCJONER TV-SAT do samodzielnego montażu. Przyślij kopertę zwrotną na adres: AMW, ul. Uhrocie 16, 02-829 Warszawa. D-24

PRZYRZĄDY DO REAKTYWACJI KINESKOPÓW wykonuje REWO-ELEKTRONIKA, 00-950 Warszawa, skr. poczt. 449. Informcje po nadesłaniu koperty zwrotnej. D-20

Tanie programy dla elektroników na IBM, Amigę (projektowanie płytek, rysowanie schematów, katalogi). Koperta zwrotna. ELKON, 82-314 Elbląg 15, Box 39. D-25

STEREO EQUALIZER

- moduły z potencjometrami suwakowymi 35mm
±12dB dla 60Hz, 150Hz, 1kHz, 8kHz, 15kHz
Cena: 129.000zł. plus przesyłka

Moduły **WZMACNIACZA MOCY STEREO**

2 x 20W, Uz = 14.4V
Cena: 99.000zł. plus przesyłka
poleca

Laboratorium Elektroniki "FONIA"
skr. poczt. 65, 30-500 Kraków 77
płatne przy odbiorze przesyłki.

R-31

ZESTAWY ZDALNEGO STEROWANIA

DO TELEWIZORÓW
HELIOS TC 500, TC 503, TC 506, TC 700
NEPTUN 505, 515, 557
ORAZ ELEKTRON 380/280, 382/282
OFERUJE

ALROX

71-246 SZCZECIN,
ul. ZAWADZKIEGO 134/2, tel.534-936
WALORY ZESTAWÓW:
- 55 KANAŁÓW TELEWIZYJNYCH
- ZDALNA REGULACJA WSZYSTKICH FUNKCJI
- WYŚWIETLANIE NUMERU KANAŁU
- WSPÓŁPRACA Z TELETEXTEM
- ESTETYCZNY NADAJNIK
- PROSTY MONTAŻ
- NISKA CENA ORAZ GWARANCJA

DO ZESTAWU JEST DOŁĄCZONA KOMPLETNA INSTRUKCJA MONTAŻU

OFERUJEMY RÓWNIEŻ TANIE DEKODERY TELETEXTU

DO W/W TELEWIZORÓW.
TELETEXT JEST OPARTY NA UKŁADACH II GENERACJI I POSIADA ALFABETY POLSKI,ANGIELSKI, NIEMIECKI I INNE.

R-3

Odbiorniki UKF oraz pozytywki (zmontowane oraz w zestawach płytka + elementy)

Oferuje:

PPH "SECEL"
82-300 Elbląg
ul. Ogólna 1c

SŁAWMIR ELECTRONICS
ul. Puławska 100
Warszawa
tel./fax 44-80-59

Produkcja i sprzedaż

- Konwertery UKF
- Dekodery
- Transkodery
- Fonie równoległe
- Części i podzespoły elektroniczne

Prowadzimy również sprzedaż wysyłkową.

R-19

STEROWNIKI

DO WĘŻY DYSKOTEKOWYCH, REKLAM ŚWIETLNYCH, NEONÓW, ŚWIATEŁ CHOINKOWYCH.

Dla amatorów i zawodowców, NAJTAŃSZE w kraju, niezawodne w działaniu, o małych wymiarach, łatwe i przyjemne w obsłudze. Sterowniki mają własne zasilacze, dużą obciążalność i możliwość podłączenia jednego węża ośmiokanałowego lub dwóch niezależnych węży czterokanałowych. Daje możliwość programowania 200 kombinacji (sekwencji zapalających i gaszących się świateł).

Szczegółowe informacje po nadesłaniu koperty zwrotnej ze znaczkiem. Dla chętnych prowadzimy sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

"VOLT-S"
ul.Malborska 88/24
82-300 Elbląg
ZAWSZE AKTUALNE!